

特性

可编程输出峰峰值激励电压，输出频率最高达100 kHz

可编程频率扫描功能和串行I2C接口

频率分辨率：27位(<0.1 Hz)

阻抗测量范围：1 kΩ至10 MΩ

利用附加电路可测量100 Ω至1 kΩ阻抗

内部温度传感器(±2°C)

内部系统时钟选项

相位测量功能

系统精度：0.5%

电源电压：2.7 V至5.5 V

温度范围：-40°C至+125°C

16引脚SSOP封装

应用

电化学分析

生物电阻抗分析

阻抗频谱分析

复阻抗测量

腐蚀监控和保护设备

生物医学和汽车传感器

近程传感

无损检测

材料性质分析

燃料/电池状态监控

概述

AD5933是一款高精度的阻抗转换器系统解决方案，片上集成频率发生器与12位、1 MSPS的模数转换器(ADC)。用频率发生器产生的信号来激励外部复阻抗，外部阻抗的响应信号由片上ADC进行采样，然后由片上DSP进行离散傅里叶变换(DFT)处理。DFT算法在每个频率上返回一个实部(R)数据字和一个虚部(I)数据字。

校准之后，很容易算出各扫描频率点的阻抗幅度和相对相位。计算是利用实部和虚部寄存器内容在片外完成，寄存器内容可以从串行I2C接口读取。

ADI公司还提供一款类似器件AD5934，它是一款2.7 V至5.5 V、250 kSPS、12位阻抗转换器，内置温度传感器，并采用16引脚SSOP封装。

功能框图

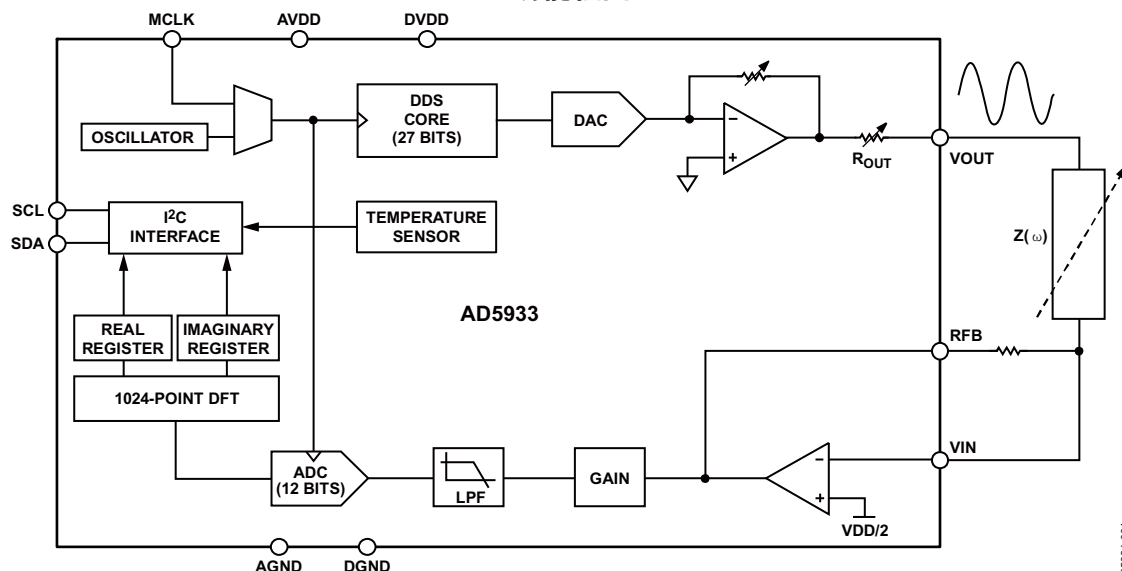


图1

Rev. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2005–2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

ADI中文版数据手册是英文版数据手册的译文，敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误，ADI不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性，请参考ADI提供的最新英文版数据手册。

目录

特性	1	控制寄存器(寄存器地址0x80、寄存器地址0x81)	24
应用	1	起始频率寄存器(寄存器地址0x82、寄存器地址0x83、寄存器地址0x84)	25
概述	1	频率增量寄存器(寄存器地址0x85、寄存器地址0x86、寄存器地址0x87)	26
功能框图	1	增量数寄存器(寄存器地址0x88、寄存器地址0x89)	26
修订历史	3	建立时间周期数寄存器(寄存器地址0x8A、寄存器地址0x8B)	26
技术规格	4	状态寄存器(寄存器地址0x8F)	27
I ² C串行接口时序规格	6	温度数据寄存器(16位—寄存器地址0x92、寄存器地址0x93)	27
绝对最大额定值	7	实值和虚值寄存器(16位—寄存器地址0x94、寄存器地址0x95、寄存器地址0x96、寄存器地址0x97)	27
ESD警告	7	串行总线接口	28
引脚配置和功能描述	8	通用I ² C时序	28
典型工作特性	9	读写AD5933	29
术语	12	块写入	29
系统描述	13	读操作	30
发射级	14	典型应用	31
频率扫描命令序列	15	测量小阻抗	31
接收级	15	生物医学：无创血液阻抗测量	33
DFT操作	15	传感器/复阻抗测量	33
系统时钟	16	电阻抗频谱分析	34
温度传感器	16	选择用于AD5933的基准电压源	35
温度转换详解	16	布局 and 配置	36
温度值寄存器	16	电源旁路和接地	36
温度转换公式	16	评估板	37
阻抗计算	17	使用评估板	37
幅度计算	17	原型设计区域	37
增益系数计算	17	晶振(XO)与外部时钟	37
利用增益系数进行阻抗计算	17	原理图	38
增益系数随频率的变化	17	材料清单	42
两点校准	18	外形尺寸	43
两点增益系数计算	18	订购指南	43
增益系数设置配置	18		
重新计算增益系数	18		
增益系数温度变化率	19		
阻抗误差	19		
阻抗相位测量	21		
执行频率扫描	23		
寄存器图	24		

修订历史

2010年2月—修订版A至修订版B	
修改“概述”部分	1
2008年5月—修订版0至修订版A	
修改布局	通用
修改图1	1
修改表1	4
修改图17	13
修改“系统描述”部分	13
修改图19	14
修改图24	18
修改“阻抗误差”部分	19
增加“阻抗相位测量”部分	21
修改“寄存器图”部分	24
增加“测量小阻抗”部分	31
修改表18	35
增加“评估板”部分	37
修改“订购指南”部分	43
2005年9月—修订版0：初始版	

技术规格

除非另有说明，VDD = 3.3 V，MCLK = 16.776 MHz，2 V峰峰值输出激励电压，30 kHz输出频率，200 kΩ阻抗连接在引脚5与引脚6之间，反馈电阻200 kΩ连接在引脚4与引脚5之间，PGA增益= ×1。

表1

参数	最小值	Y级 ¹ 典型值	最大值	单位	测试条件/注释
系统					
阻抗范围	1 K		10 M	Ω	100 Ω至1 kΩ需要额外缓冲电路， 见测量小阻抗部分
系统总精度		0.5		%	2 V峰峰值输出激励电压， 30 kHz输出频率，200 kΩ 阻抗连接在引脚5与引脚6之间
系统阻抗误差漂移		30		ppm/°C	
发射级					
输出频率范围 ²	1		100	kHz	利用DDS技术可实现0.1 Hz以下分辨率
输出频率分辨率		0.1		Hz	
MCLK频率			16.776	MHz	系统时钟最高频率
内部振荡器频率 ³		16.776		MHz	内部时钟频率
内部振荡器温度系数		30		ppm/°C	
发射输出电压					
范围1					
交流输出激励电压 ⁴		1.98		V p-p	输出电压分布参见图4
直流偏置 ⁵		1.48		V	交流激励信号的直流偏置； 见图5
直流输出阻抗		200		Ω	T _A = 25°C
VOUT至地短路电流		±5.8		mA	T _A = 25°C
范围2					
交流输出激励电压 ⁴		0.97		V p-p	见图6
直流偏置 ⁵		0.76		V	输出激励信号的直流偏置； 见图7
直流输出阻抗		2.4		kΩ	
VOUT至地短路电流		±0.25		mA	
范围3					
交流输出激励电压 ⁴		0.383		V p-p	见图8
直流偏置 ⁵		0.31		V	输出激励信号的直流偏置； 见图9
直流输出阻抗		1		kΩ	
VOUT至地短路电流		±0.20		mA	
范围4					
交流输出激励电压 ⁴		0.198		V p-p	见图10
直流偏置 ⁵		0.173		V	输出激励信号的直流偏置； 见图11
直流输出阻抗		600		Ω	
VOUT至地短路电流		±0.15		mA	
系统交流特性					
信噪比		60		dB	
总谐波失真		−52		dB	
无杂散动态范围					
宽带(0 MHz至1 MHz)		−56		dB	
窄带(±5 kHz)		−85		dB	

参数	Y级 ¹			单位	测试条件/注释
	最小值	典型值	最大值		
接收级					
输入漏电流		1		nA	至VIN引脚
输入电容 ⁶		0.01		pF	VIN与GND之间的引脚电容
反馈电容(C _{FB})		3		pF	电流电压放大器周围的反馈电容；与反馈电阻并联
模数转换器 ⁶					
分辨率		12		位	
采样速率		250		kSPS	ADC吞吐速率
温度传感器					
精度		±2.0		°C	−40°C至+125°C温度范围
分辨率		0.03		°C	
温度转换时间		800		μs	单一温度测量的转换时间
逻辑输入					
输入高电平(V _{IH})	0.7 × VDD				
输入低电平(V _{IL})			0.3 × VDD		
输入电流 ⁷			1	μA	T _A = 25°C
输入电容			7	pF	T _A = 25°C
电源要求					
VDD	2.7		5.5	V	
IDD(正常模式)		10	15	mA	VDD = 3.3 V
		17	25	mA	VDD = 5.5 V
IDD(待机模式)		11		mA	VDD = 3.3 V；见控制寄存器(寄存器地址0X80、寄存器地址0X81)部分
		16		mA	VDD = 5.5 V
IDD(省电模式)		0.7	5	μA	VDD = 3.3 V
		1	8	μA	VDD = 5.5 V

¹ Y级温度范围为−40°C至+125°C，典型值25°C。

² 通过调整提供给AD5933的时钟，可以降低输出激励频率的下限。

³ 关于不同温度下内部振荡器的频率分布情况，参见图14、图15和图16。

⁴ 交流输出激励电压的峰峰值与电源电压呈比例关系，如下式所示：

$$\text{输出激励电压(V}_{p-p}\text{)} = [2/3.3] \times VDD$$

其中VDD表示电源电压。

⁵ 输出激励电压的直流偏置值与电源电压呈比例关系，如下式所示：

$$\text{输出激励偏置电压(V)} = [2/3.3] \times VDD$$

其中VDD表示电源电压。

⁶ 通过设计或表征保证，未经生产测试。VOUT引脚的输入电容等于引脚电容除以电流电压放大器的开环增益。

⁷ 引脚8、引脚15和引脚16中的电流累计值。

I²C串行接口时序规格

除非另有说明，VDD = 2.7 V至5.5 V，所有规格均相对于T_{MIN}至T_{MAX}而言。¹

表2

参数 ²	T _{MIN} 、T _{MAX} 时的限值	单位	描述
f _{SCL}	400	kHz，最大值	SCL时钟频率
t ₁	2.5	μs，最小值	SCL周期时间
t ₂	0.6	μs，最小值	t _{HIGH} ，SCL高电平时间
t ₃	1.3	μs，最小值	t _{LOW} ，SCL低电平时间
t ₄	0.6	μs，最小值	t _{HD, STA} ，起始/重复起始条件保持时间
t ₅	100	μs，最小值	t _{SU, DAT} ，数据设置时间
t ₆ ³	0.9	μs，最大值	t _{HD, DAT} ，数据保持时间
	0	μs，最大值	t _{HD, DAT} ，数据保持时间
t ₇	0.6	μs，最小值	t _{SU, STA} ，重复起始建立时间
t ₈	0.6	μs，最小值	t _{SU, STO} ，停止条件建立时间
t ₉	1.3	μs，最小值	t _{BUF} ，一个停止条件与一个起始条件之间的总线空闲时间
t ₁₀	300	ns，最大值	t _F ，发射时SDA的上升时间
	0	ns，最小值	t _R ，接收时(CMOS兼容)SCL和SDA的上升时间
t ₁₁	300	ns，最大值	t _F ，发射时SCL和SDA的下降时间
	0	ns，最小值	t _F ，接收时(CMOS兼容)SDA的下降时间
	250	ns，最大值	t _F ，接收时SDA的下降时间
	20 + 0.1 C _b ⁴	ns，最小值	t _F ，发射时SCL和SDA的下降时间
C _b	400	pF，最大值	各条总线的容性负载

¹ 参见图2。
² 通过设计和表征保证，未经生产测试。
³ 为使SDA信号(参考SCL信号的V_{IH(MIN)})跨过SCL未定义的下降沿，主器件必须提供至少300 ns的保持时间。
⁴ C_b是一条总线的总电容(单位：pF)。请注意，t_R和t_F是在0.3 VDD至0.7 VDD范围内测得。

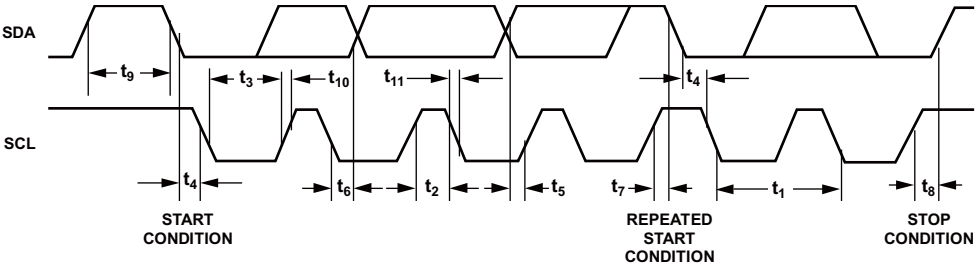


图2. I²C接口时序图

08324-002

绝对最大额定值

除非另有说明， $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。

表3

参数	额定值
DVDD至GND	-0.3 V至+7.0 V
AVDD1至GND	-0.3 V至+7.0 V
AVDD2至GND	-0.3 V至+7.0 V
SDA/SCL至GND	-0.3 V至VDD + 0.3 V
VOUT至GND	-0.3 V至VDD + 0.3 V
VIN至GND	-0.3 V至VDD + 0.3 V
MCLK至GND	-0.3 V至VDD + 0.3 V
工作温度范围	
扩展工业温度范围(Y级)	-40°C至+125°C
存储温度范围	-65°C至+160°C
最高结温	150°C
SSOP封装，热阻	
θ_{JA}	139°C/W
θ_{JC}	136°C/W
回流焊(无铅)	
峰值温度	260°C
峰值温度时间	10秒至40秒

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定应力值，不表示在这些条件下或者在任何其它超出本技术规格操作部分所示规格的条件下，器件能够正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

ESD警告



ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

引脚配置和功能描述

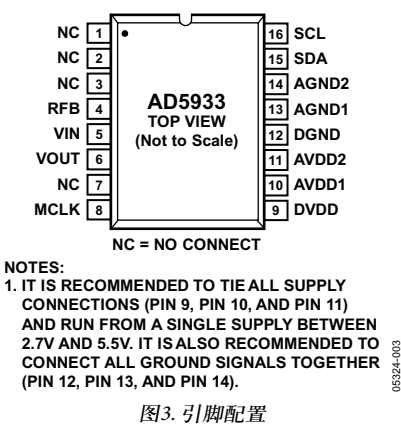


图3. 引脚配置

表4. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1, 2, 3, 7	NC	不连接。
4	RFB	外部反馈电阻。连接在引脚4与引脚5之间，用于设置接收端电流电压放大器的增益。
5	VIN	接收跨导放大器的输入。提供VDD/2的虚地电压。
6	VOUT	激励电压信号输出。
8	MCLK	由用户提供的系统主时钟。
9	DVDD	数字电源。
10	AVDD1	模拟电源1。
11	AVDD2	模拟电源2。
12	DGND	数字地。
13	AGND1	模拟地1。
14	AGND2	模拟地2。
15	SDA	I ² C数据输入。开漏引脚，需要10 kΩ上拉电阻接VDD。
16	SCL	I ² C时钟输入。开漏引脚，需要10 kΩ上拉电阻接VDD。

典型工作特性

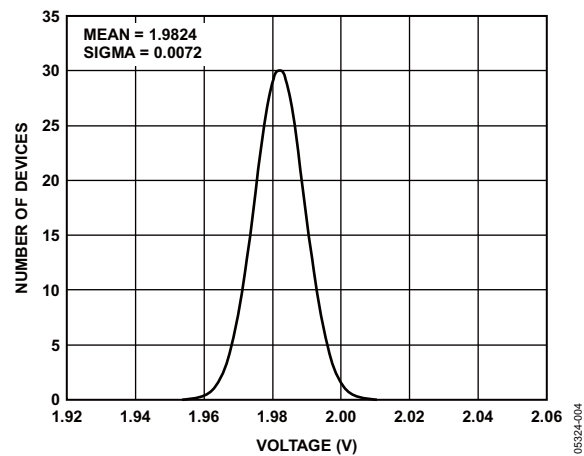


图4. 范围1输出激励电压分布, $V_{DD} = 3.3\text{ V}$

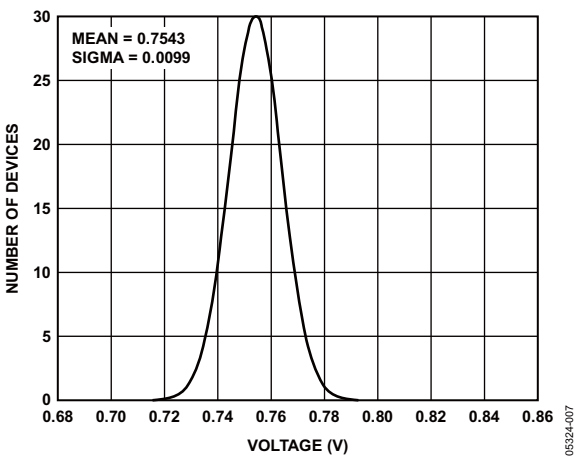


图7. 范围2直流偏置分布, $V_{DD} = 3.3\text{ V}$

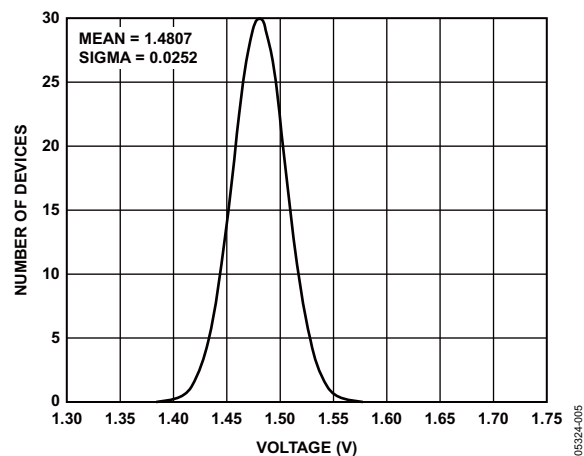


图5. 范围1直流偏置分布, $V_{DD} = 3.3\text{ V}$

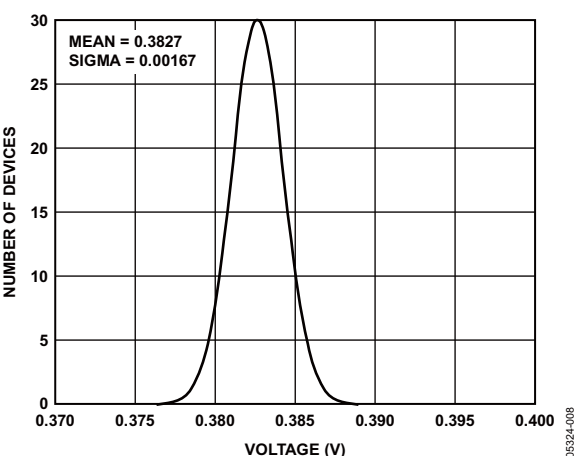


图8. 范围3输出激励电压分布, $V_{DD} = 3.3\text{ V}$

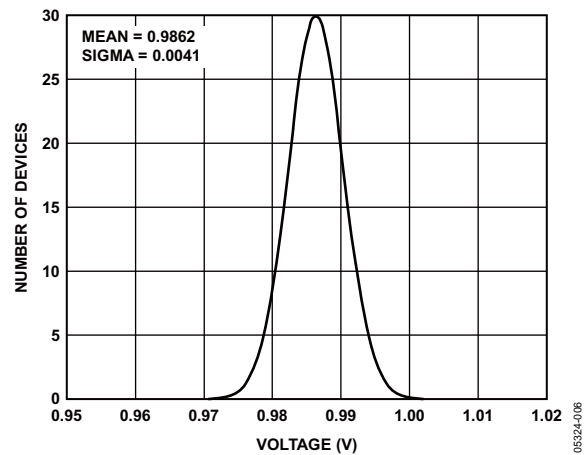


图6. 范围2输出激励电压分布, $V_{DD} = 3.3\text{ V}$

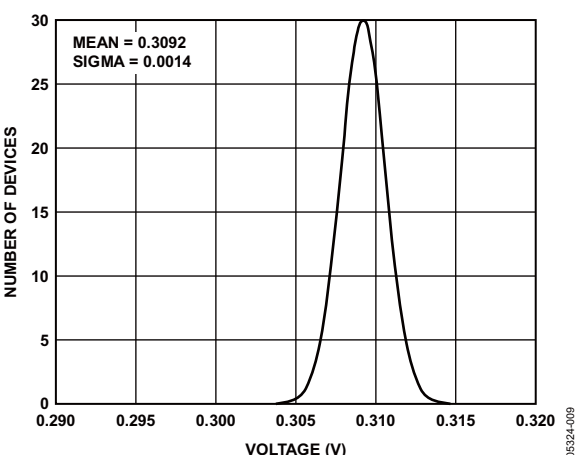


图9. 范围3直流偏置分布, $V_{DD} = 3.3\text{ V}$

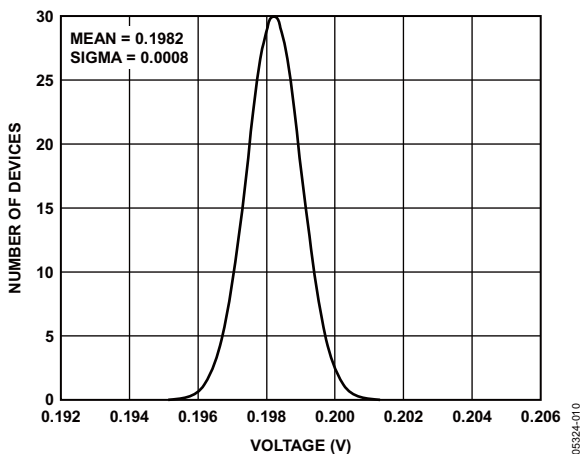


图10. 范围4输出激励电压分布, VDD = 3.3 V

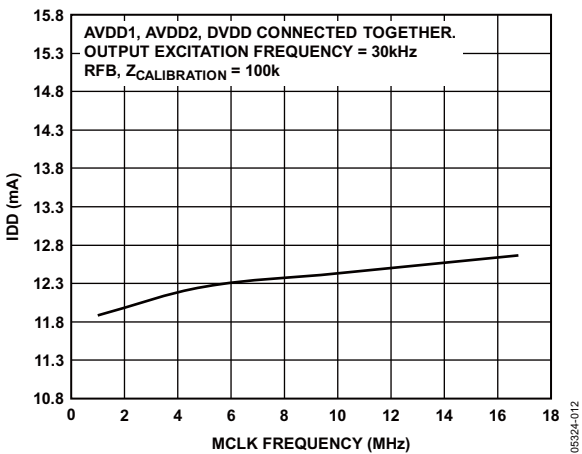


图12. 典型电源电流与MCLK频率的关系

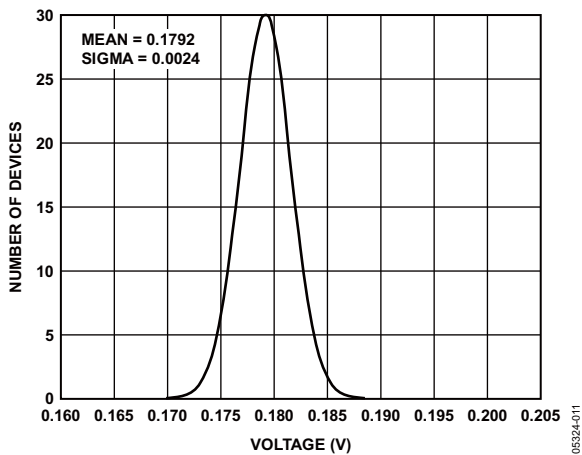


图11. 范围4直流偏置分布, VDD = 3.3 V

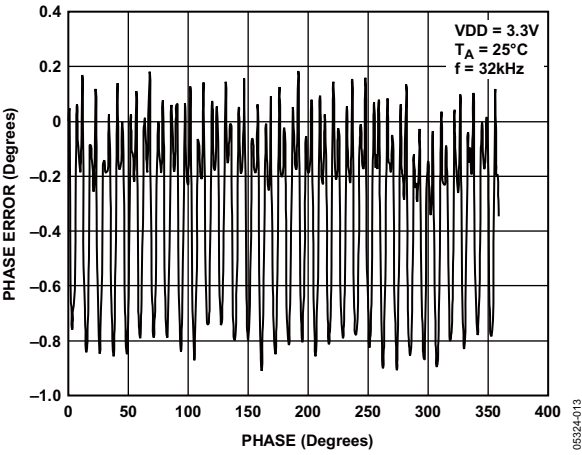


图13. 典型相位误差

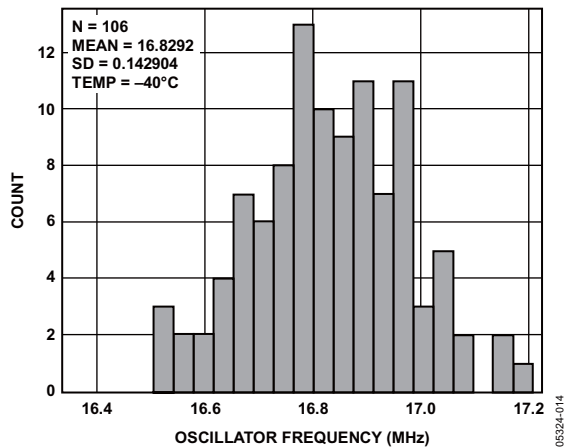


图14. -40°C时内部振荡器的频率分布

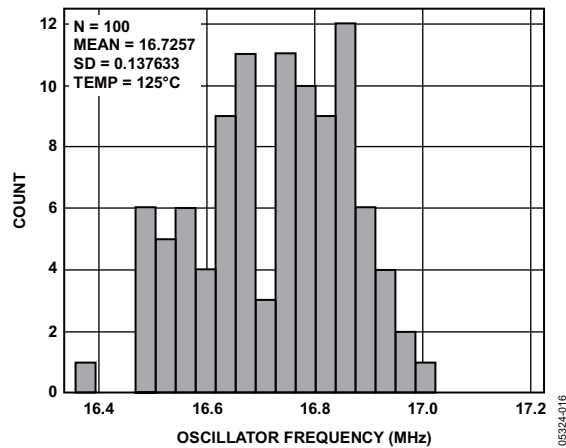


图16. 125°C时内部振荡器的频率分布

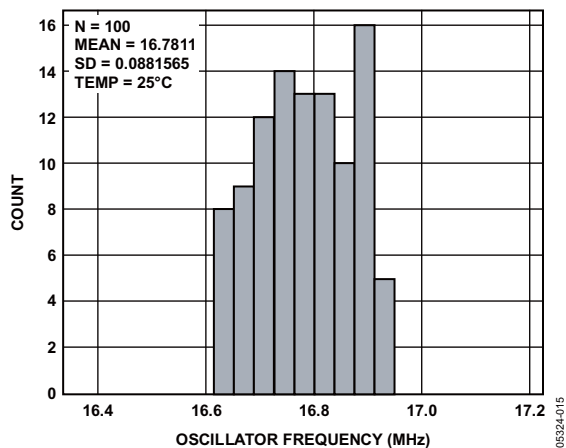


图15. 25°C时内部振荡器的频率分布

术语

系统总精度

在2.7 V至5.5 V电源电压下，AD5933可以精确测量广泛的阻抗值，误差小于实际阻抗值的0.5%。

无杂散动态范围(SFDR)

DDS器件的输出中不仅有目标频率，而且有基波频率的谐波和这些频率的镜像。无杂散动态范围与目标频段中存在的最大杂散或谐波相关。宽带SFDR指0 Hz至奈奎斯特带宽范围内的最大谐波或杂散的幅度与基波频率的幅度之比。窄带SFDR指±200 kHz带宽范围内最大杂散或谐波的幅度相对于基波频率幅度的衰减程度。

信噪比(SNR)

SNR指输出信号测量结果的均方根值与奈奎斯特频率以下除谐波和直流外的所有其它频谱成分的均方根和之比，用分贝(dB)表示。

总谐波失真(THD)

THD指所有谐波均方根和与基波的比值，其中V1是基波幅度的均方根值，V2、V3、V4、V5和V6是二次到六次谐波幅度的均方根值。对于AD5933，THD定义为

$$THD\ (dB) = 20\ log\ \frac{\sqrt{V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}}{V1}$$

系统描述

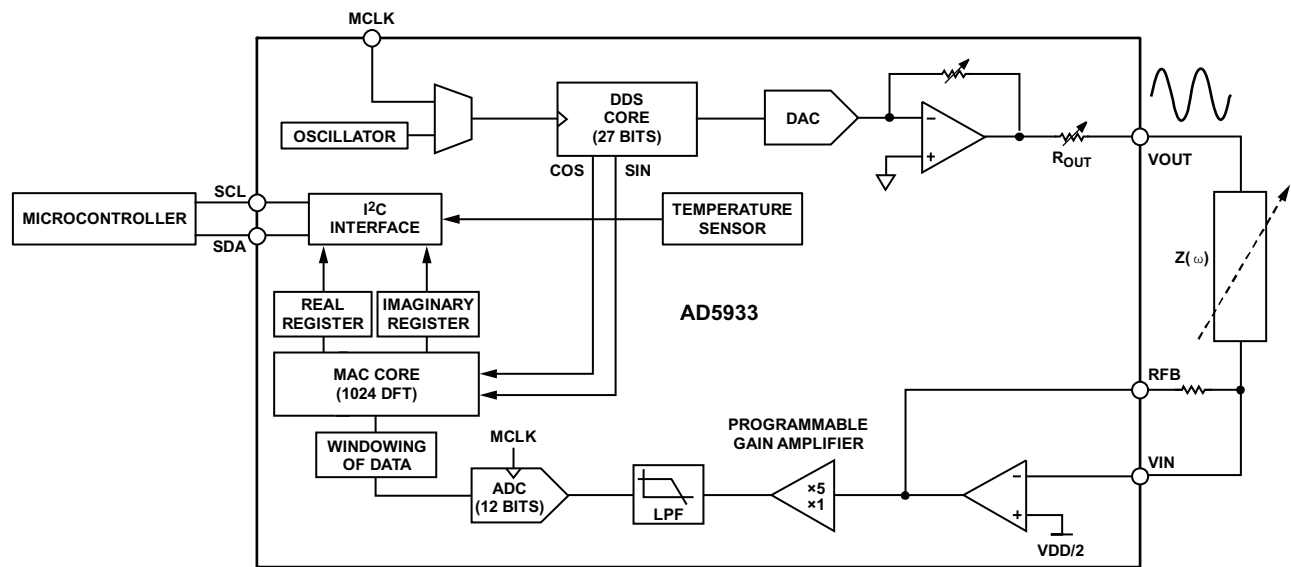


图17. 功能框图

AD5933是一款高精度的阻抗转换器系统解决方案，片上集成频率发生器与12位、1 MSPS ADC。用频率发生器产生的信号来激励外部复阻抗，外部阻抗的响应信号由片上ADC进行采样，然后由片上DSP进行DFT处理。DFT算法在各扫描频率点上返回一个实部(R)数据字和一个虚部(I)数据字。使用以下公式很容易算出阻抗幅度和相位：

幅度 = $\sqrt{R^2 + I^2}$

相位 = $\tan^{-1}(I/R)$

为了表征阻抗特性 $Z(\omega)$ ，通常需要进行频率扫描，就像图18所示那样。

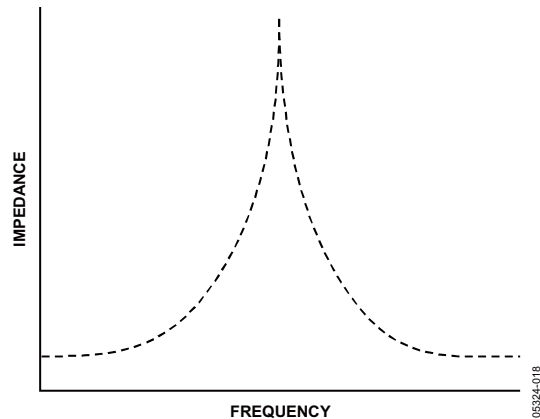


图18. 阻抗与频率的关系

AD5933允许用户利用自定义的起始频率、频率分辨率和扫描点数执行频率扫描。此外，该器件还允许用户通过编程设置输出正弦波信号的峰峰值，以激励连接在VOUT与VIN引脚之间的外部未知阻抗。

表5列出了3.3 V电源下四个可能的输出峰峰值电压及各范围对应的直流偏置电平。这些值与VDD成比例。因此，对于5 V电源：

范围1的输出激励电压 = $1.98 \times \frac{5.0}{3.3} = 3\text{V p-p}$

范围1的输出直流偏置电压 = $1.48 \times \frac{5.0}{3.3} = 2.24\text{V p-p}$

表5. 3.3 V电源下输出电压和相应的偏置电平

范围	输出激励电压幅度	输出直流偏置电平
1	1.98 V p-p	1.48 V
2	0.97 V p-p	0.76 V
3	383 mV p-p	0.31 V
4	198 mV p-p	0.173 V

发射级的激励信号是利用DDS技术在片内提供，该技术可实现Sub-Hz分辨率。接收级接收来自未知阻抗的输入信号电流，执行信号处理，然后对结果进行数字化转换。DDS所用的时钟由用户在MCLK上提供的外部参考时钟产生，或者由内部振荡器产生。DDS时钟由控制寄存器中的位D3的状态决定(见寄存器图部分中的寄存器地址0x81)。

发射级

如图19所示，AD5933的发射级包括一个27位相位累加器DDS内核，它以特定的频率提供输出激励信号。相位累加器的输入从起始频率寄存器的内容获得(见寄存器地址0x82、寄存器地址0x83和寄存器地址0x84)。虽然相位累加器提供27位分辨率，但起始频率寄存器的三个最高有效位(MSB)内部设置为0，因此，用户只能对起始频率寄存器的低24位进行编程。

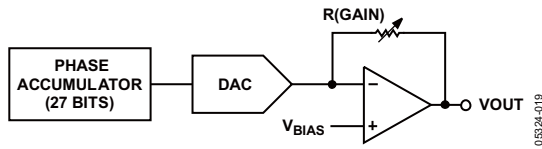


图19. 发射级

AD5933提供最低0.1 Hz的用户可编程频率分辨率。编程方法是将一个24位字通过I²C接口串行载入频率增量寄存器。

频率扫描可以用三个参数充分说明：起始频率、频率增量和增量数。

起始频率

这是一个24位字，编程写入片上RAM的寄存器地址0x82、寄存器地址0x83和寄存器地址0x84(见寄存器图部分)。根据主时钟频率和所需的DDS起始频率输出，可以利用公式1计算需要载入起始频率寄存器的频率码。

起始频率码 =

$$\left(\frac{\text{所需输出起始频率}}{\left(\frac{MCLK}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (1)$$

例如，如果用户要求扫描从30 kHz开始，并且将一个16 MHz时钟信号与MCLK相连，则需要编程的起始频率码计算如下：

$$\text{起始频率码} = \left(\frac{30\text{kHz}}{\left(\frac{16\text{MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \equiv 0x0F5C28$$

用户将0x0F的值编程写入寄存器地址0x82，将0x5C的值编程写入寄存器地址0x83，将0x28的值编程写入寄存器地址0x84。

频率增量

这是一个24位字，编程写入片上RAM的寄存器地址0x85、寄存器地址0x86和寄存器地址0x87(见寄存器图部分)。根据主时钟频率和所需的DDS增量频率输出，可以利用下面的公式2计算出需要载入频率增量寄存器的增量码。

频率增量码 =

$$\left(\frac{\text{所需频率增量}}{\left(\frac{MCLK}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (2)$$

例如，如果用户要求扫描分辨率为10 Hz，并且将一个16 MHz时钟信号与MCLK相连，则需要编程的增量码计算如下：

$$\text{频率增量码} = \left(\frac{10\text{Hz}}{\left(\frac{16\text{MHz}}{4} \right)} \right) \equiv 0x00014F$$

用户将0x00的值编程写入寄存器0x85，将0x01的值编程写入寄存器地址0x86，将0x4F的值编程写入寄存器地址0x87。

增量数

这是一个9位的控制字，表示扫描中的频率点数。该数编程写入片上RAM的寄存器地址0x88和寄存器地址0x89(见寄存器图部分)。可以编程的最大点数为511。

例如，如果扫描需要150个点，则用户需将0x00的值编程写入寄存器地址0x88，将0x96的值编程写入寄存器地址0x89。

编程写入这三个参数值之后，就可以向控制寄存器(寄存器地址0x80和寄存器地址0x81，见寄存器图部分)发出启动频率扫描命令以启动扫描。状态寄存器(寄存器地址0x8F)中的位D2指示各扫描点的频率测量完成状态。是否递增至下一个频率扫描点由用户控制。测量结果存储在如下的两个寄存器组中：0x94、0x95(实部数据)和0x96、0x97(虚部数据)；这些数据应在向控制寄存器发出递增频率命令以移至下一个扫描点之前读取。用户还可以向控制寄存器发出重复频率命令，以重复测量当前频率点。利用这一功能，用户可以获得连续读数的平均值。当频率扫描已完成所有频率点时，状态寄存器中的位D3置1，表示扫描完成。一旦此位置1，就会禁止频率进一步递增。

频率扫描命令序列

要实现频率扫描，必须按照以下序列操作：

1. 进入待机模式。发出启动频率扫描命令之前，必须向控制寄存器(寄存器地址0x80和寄存器地址0x81)发出进入待机模式命令，将器件置于待机模式。此模式下，VOUT和VIN引脚内部接地，因此外部阻抗上或阻抗与地之间不存在直流偏置。
2. 进入初始化模式。一般而言，高Q复杂电路需要较长时间才能达到稳定状态。为了有利于这种阻抗的测量，此模式允许用户充分控制进入频率扫描模式的时间，以满足测量阻抗之前的建立时间要求。

向控制寄存器发出以起始频率初始化命令，将使器件进入初始化模式。此模式下，器件以编程写入的起始频率激励阻抗，但不会进行测量。经过所需的建立时间之后，用户向控制寄存器发出启动频率扫描命令，从而进入频率扫描模式。

3. 进入频率扫描模式。用户通过向控制寄存器发出启动频率扫描命令而进入此模式。此模式下，经过一定数目的建立时间周期后，ADC开始测量。用户可以在各频率点开始测量之前，将整数数目的输出频率周期(建立时间周期)编程写入寄存器地址0x8A和寄存器地址0x8B(见图34)。

DDS输出信号经过一个可编程增益级，产生表5所列的四个范围的峰峰值输出激励信号。峰峰值输出激励电压通过设置控制寄存器中的位D10和位D9进行选择(见“控制寄存器(寄存器地址0x80、寄存器地址0x81)”部分)，并在VOUT引脚上提供。

接收级

接收级由电流电压放大器、可编程增益放大器(PGA)、抗混叠滤波器和ADC组成。接收级原理图如图20所示。未知阻抗接在VOUT和VIN引脚之间。第一级电流电压放大器配置意味着VIN引脚上的电压是一个直流值设在VDD/2的虚地。未知阻抗上产生的信号电流流入VIN引脚，并在电流电压转换器的输出端产生一个电压信号。电流电压放大器的增益由接在引脚4(RFB)和引脚5(VIN)之间的用户可选反馈电阻决定。用户所选的反馈电阻值必须与所选的PGA级增益一同确保信号在ADC的线性范围(0 V至VDD)以内。

PGA允许用户将电流电压放大器的输出放大5倍或1倍，具体取决于控制寄存器中的位D8的状态(见寄存器图部分寄存器地址0x80)。该信号经过低通滤波后，出现在12位、1 MSPS ADC的输入端。

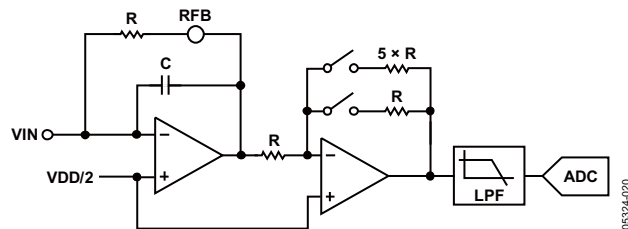


图20. 接收级

ADC输出的数字数据被直接送至AD5933的DSP内核，以对采样数据执行DFT处理。

DFT操作

针对扫描中的每个频率点，器件都会计算一个DFT。AD5933的DFT算法表示如下：

$$X(f) = \sum_{n=0}^{1023} (x(n)(\cos(n) - j \sin(n)))$$

其中：

$X(f)$ 是信号在频率点f的能量。

$x(n)$ 是ADC输出。

$\cos(n)$ 和 $\sin(n)$ 是DDS内核提供的频率点f的采样测试矢量。

每个频率点的1024个样本对应的乘积值累加，结果存储在两个16位寄存器中，分别代表结果的实部和虚部。数据以二进制补码格式存储。

系统时钟

提供AD5933所用系统时钟的方法有两种。用户可以在外部时钟引脚(MCLK)提供高度精确和稳定的系统时钟。或者，AD5933可以通过片内振荡器提供典型频率为16.776 MHz的内部时钟。

用户可以对控制寄存器(寄存器地址0x81，见表11)中的位D3编程，选择所需的系统时钟。上电时的默认时钟选项为内部振荡器。

关于不同温度下内部振荡器的频率分布情况，参见图14、图15和图16。

温度传感器

温度传感器是一个13位数字温度传感器，其第14位用作符号位。片内温度传感器可以精确测量器件的环境温度。

此传感器的测量范围为-40°C至+125°C。如果器件在最大电压和温度(+150°C)额定值下工作，器件的结构完整性将开始变差。测量范围内的精度为±2°C。

温度转换详解

转换采用内部时钟，除读写串行端口外，不需要外部时钟。正常模式下，内部时钟振荡器执行一个自动转换序列。

温度传感器模块默认处于省电状态。为执行测量，用户须向控制寄存器(寄存器地址0x80和寄存器地址0x81)发出测量温度命令。温度操作完成之后(通常需要800 μs)，该模块自动进入省电状态，直到用户发出下一个温度命令。

用户可以轮询状态寄存器(寄存器地址0x8F)，查看是否发生有效温度转换；有效温度数据可从寄存器地址0x92和寄存器地址0x93读取(见寄存器图部分)。

温度值寄存器

温度值寄存器是一个16位只读寄存器，用于以14位二进制补码格式存储ADC输出的温度读数。两个MSB位是无关位。D13是符号位。内部温度传感器的保证测量范围下限是-40°C，上限是+150°C。针对各种温度，寄存器地址0x92和寄存器地址0x93中存储的数字输出如表6所列。温度传感器的传递特性如图21所示。

表6. 温度数据格式

温度	数字输出D13...D0
-40°C	11, 1011, 0000, 0000
-30°C	11, 1100, 0100, 0000
-25°C	11, 1100, 1110, 0000
-10°C	11, 1110, 1100, 0000
-0.03125°C	11, 1111, 1111, 1111
0°C	00, 0000, 0000, 0000
+0.03125°C	00, 0000, 0000, 0001
+10°C	00, 0001, 0100, 0000
+25°C	00, 0011, 0010, 0000
+50°C	00, 0110, 0100, 0000
+75°C	00, 1001, 0110, 0000
+100°C	00, 1100, 1000, 0000
+125°C	00, 1111, 1010, 0000
+150°C	01, 0010, 1100, 0000

温度转换公式

正温度 = ADC码(D)/32

负温度 = (ADC码(D) - 16384)/32

其中“ADC码”使用所有14位数据字节，包括符号位。

负温度 = (ADC码(D) - 8192)/32

其中“ADC码(D)”为符号位D13，需从ADC码中将其删除。

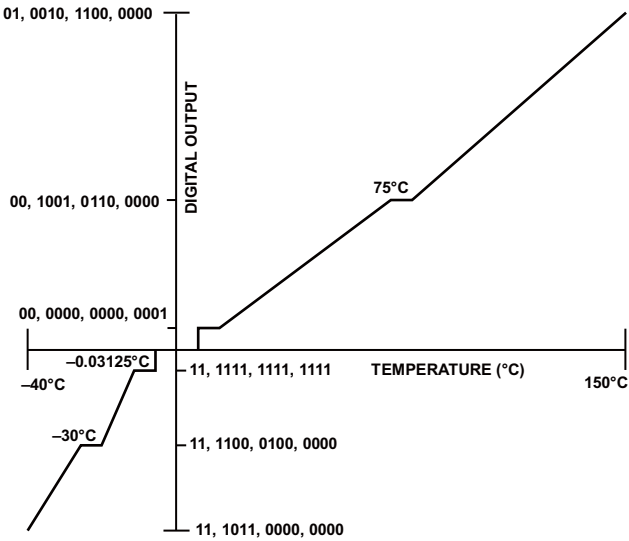


图21. 温度传感器传递函数

阻抗计算

幅度计算

每个频率点的阻抗计算第一步是计算该点的DFT幅度。

DFT幅度的计算公式为：

$$\text{幅度} = \sqrt{R^2 + I^2}$$

其中：

R 是寄存器地址0x94和寄存器地址0x95中存储的实数。

I 是寄存器地址0x96和寄存器地址0x97中存储的虚数。

例如，假设在某一频率点实值和虚值寄存器中的结果如下：

实值寄存器 = 0x038B = 907(十进制)

虚值寄存器 = 0x0204 = 516(十进制)

$$\text{幅度} = \sqrt{(907^2 + 516^2)} = 1043.506$$

为将此值转换为阻抗，必须乘以一个称为增益系数的比例系数。增益系数是在系统校准期间利用接在VOUT和VIN引脚之间的已知阻抗算出。

算出增益系数后，就可以用它计算接在VOUT和VIN引脚之间的任何未知阻抗。

增益系数计算

例如，考虑下列假设条件，计算增益系数：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{\text{CALIBRATION}} = 200 \text{ k}\Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电流电压放大器增益电阻 = 200 k Ω

校准频率 = 30 kHz

经过一次频率点转换后，实值和虚值寄存器的典型内容将为：

实值寄存器 = 0xF064 = -3996(十进制)

虚值寄存器 = 0x227E = +8830(十进制)

$$\text{幅度} = \sqrt{(-3996^2) + (8830^2)} = 9692.106$$

$$\text{增益系数} = \left(\frac{\text{导纳}}{\text{码}} \right) = \left(\frac{1}{\text{阻抗}} \right) \times \text{幅度}$$

$$\text{增益系数} = \left(\frac{1}{\frac{200\text{k}\Omega}{9692.162}} \right) = 515.819 \times 1012$$

利用增益系数进行阻抗计算

下例说明如何利用通过以上方法得出的增益系数测量一个未知阻抗。本例中，假设未知阻抗 = 510 k Ω 。

在30 kHz频率测量未知阻抗后，假设实值和虚值寄存器含有如下数据：

实值寄存器 = 0xFA3F = -1473(十进制)

虚值寄存器 = 0x0DB3 = +3507(十进制)

$$\text{幅度} = \sqrt{((-1473)^2 + (3507)^2)} = 3802.863$$

该频率点的测量阻抗计算如下：

$$\begin{aligned} \text{阻抗} &= \frac{1}{\text{增益系数} \times \text{幅度}} \\ &= \frac{1}{515.819273 \times 10^{-12} \times 3802.863} \Omega = 509.791 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

增益系数随频率的变化

AD5933的频率响应是有限的，因此增益系数也会随频率而变化。增益系数的这种变化导致一定频率范围内的阻抗计算存在误差。图22显示了基于单点增益系数计算的阻抗特性。为尽量减小该误差，频率扫描应局限于尽可能小的频率范围。

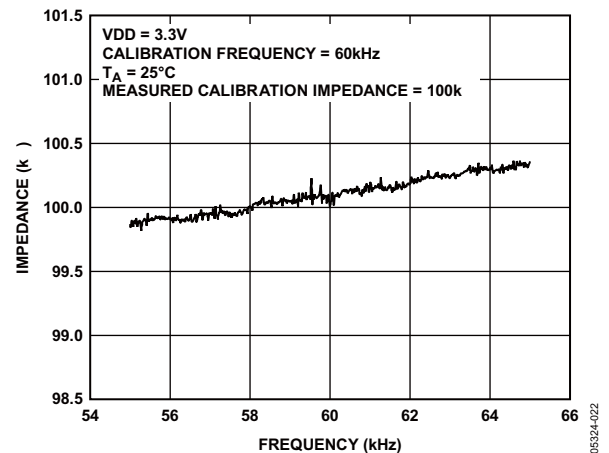


图22. 基于单点增益系数计算的阻抗特性

两点校准

另一方面，可以假设该频率变化率是线性的，并利用两点校准方法调整增益系数，从而使此误差降至最小。图23显示了基于两点增益系数计算的阻抗特性。

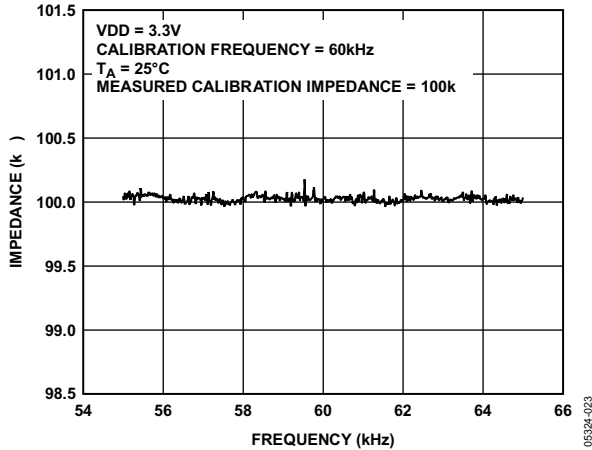


图23. 基于两点增益系数计算的阻抗特性

两点增益系数计算

下面是一个两点增益系数计算示例，假设条件如下：

输出激励电压 = 2 V (p-p)

校准阻抗值 $Z_{\text{UNKNOWN}} = 100.0 \text{ k}\Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 100 k Ω

校准频率 = 55 kHz和65 kHz

在这两个校准频率下计算的增益系数典型值如下：

在55 kHz计算的增益系数为1.031224E-09

在65 kHz计算的增益系数为1.035682E-09

增益系数之差(ΔGF)为 $1.035682\text{E}-09 - 1.031224\text{E}-09 = 4.458000\text{E}-12$

扫描频率范围(ΔF) = 10 kHz

因此，60 kHz所需的增益系数计算如下：

$$\left(\frac{4.458000\text{E}-12}{10\text{kHz}} \times 5\text{kHz} \right) + 1.031224 \times 10^{-9}$$

所需增益系数为1.033453E-9。

阻抗通过前述方法计算。

增益系数设置配置

计算增益系数时，接收级必须在其线性区间内工作。这就要求精心选择激励信号范围、电流电压增益电阻和PGA增益。

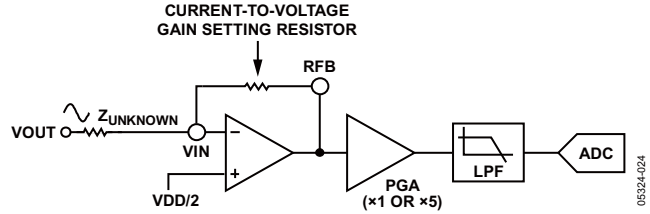


图24. 系统电压增益

图24所示系统的整体增益计算如下：

输出激励电压范围 $\times$

$$\frac{\text{增益设置电阻}}{Z_{\text{UNKNOWN}}} \times \text{PGA增益}$$

对于本例，假设系统设置如下：

VDD = 3.3 V

增益设置电阻 = 200 k Ω

$Z_{\text{UNKNOWN}} = 200 \text{ k}\Omega$

PGA设置 = $\times 1$

向ADC输入端提供的峰峰值电压为2 V p-p。不过，如果PGA增益选择 $\times 5$ ，该电压将使ADC饱和。

重新计算增益系数

如果下列任一参数发生变化，则必须重新计算增益系数：

- 电流电压增益设置电阻
- 输出激励电压
- PGA增益

增益系数温度变化率

典型阻抗误差的温度变化率约为30 ppm/°C。图25显示了使用两点增益系数校准时100 kΩ阻抗随温度的变化情况。

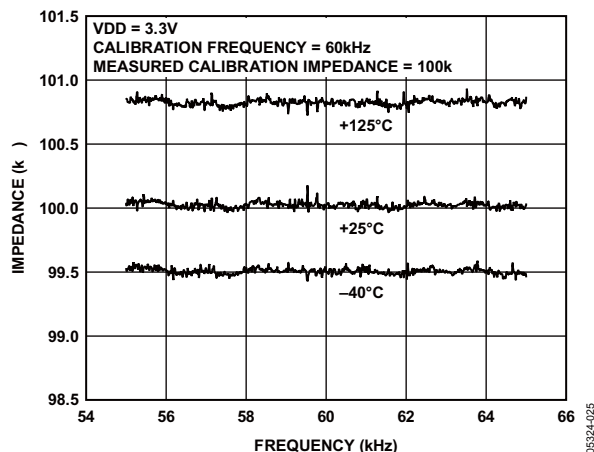


图25. 使用两点增益系数校准时阻抗随温度的变化

阻抗误差

尽量缩小待测阻抗范围可以优化AD5933的测量性能。下面的例子显示了AD5933在六个不同阻抗范围工作时的性能。每种情况下的增益系数均利用精密电阻进行计算。请注意，对于2 V p-p， R_{OUT} 测量结果为200 Ω。在增益系数计算中， R_{OUT} 通过校准予以消除。图26至图31中，利用4 MHz时钟产生10 kHz激励频率。

阻抗范围1(0.1 kΩ至1 kΩ)

测试中使用了下列条件，如图26所示：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{CALIBRATION} = 100 \Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 100 Ω

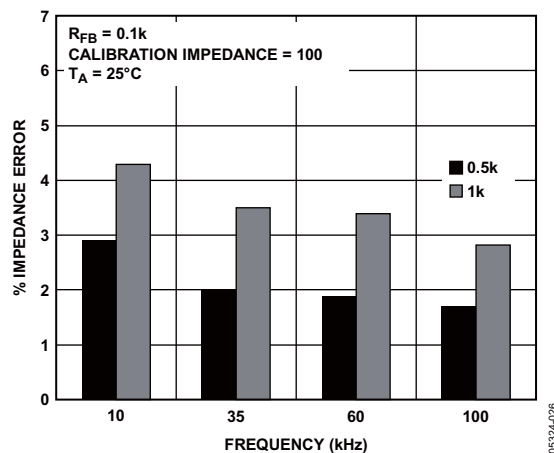


图26. 阻抗范围1的阻抗误差百分比与频率的关系

阻抗范围2(1 kΩ至10 kΩ)

测试中使用了下列条件，如图27所示：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{CALIBRATION} = 1 k\Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 1 kΩ

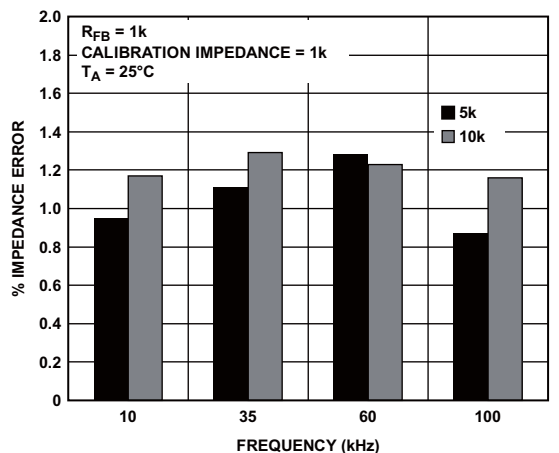


图27. 阻抗范围2的阻抗误差百分比与频率的关系

阻抗范围3(10 kΩ至100 kΩ)

测试中使用了下列条件，如图28所示：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{\text{CALIBRATION}} = 10 \text{ k}\Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 10 kΩ

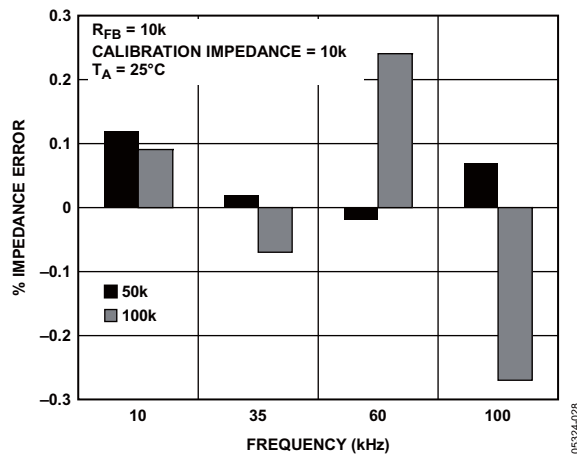


图28.阻抗范围3的阻抗误差百分比与频率的关系

阻抗范围5(1 MΩ至2 MΩ)

测试中使用了下列条件，如图30所示：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{\text{CALIBRATION}} = 100 \Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 100 kΩ

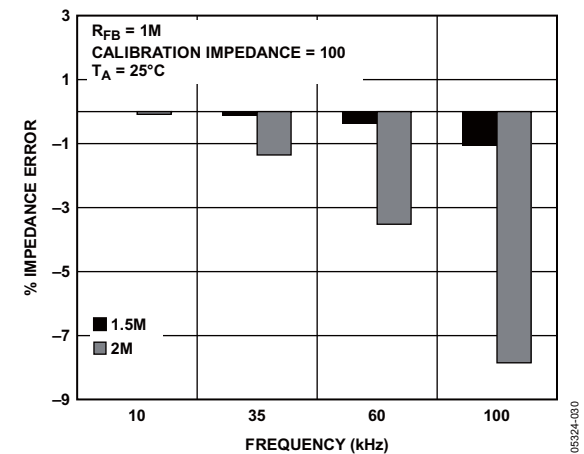


图30.阻抗范围5的阻抗误差百分比与频率的关系

阻抗范围4(100 kΩ至1 MΩ)

测试中使用了下列条件，如图29所示：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{\text{CALIBRATION}} = 100 \text{ k}\Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 100 kΩ

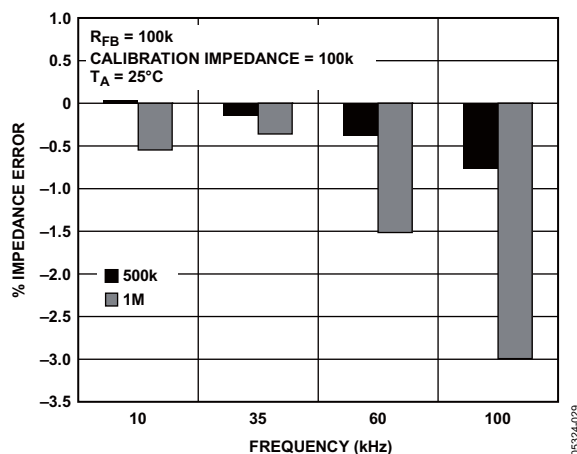


图29.阻抗范围4的阻抗误差百分比与频率的关系

阻抗范围6(9 MΩ至10 MΩ)

测试中使用了下列条件，如图31所示：

输出激励电压 = 2 V p-p

校准阻抗值 $Z_{\text{CALIBRATION}} = 9 \text{ M}\Omega$

PGA增益 = $\times 1$

电源电压 = 3.3 V

电流电压放大器增益电阻 = 9 MΩ

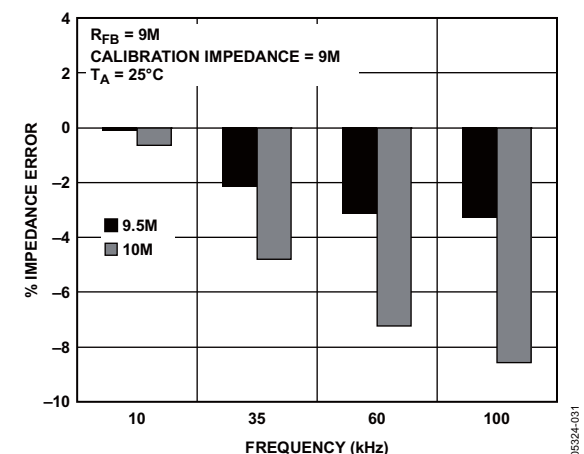


图31.阻抗范围6的阻抗误差百分比与频率的关系

阻抗相位测量

AD5933返回有单独的实部和虚部组成的复数输出码。每次扫描测量后，实部存储在寄存器地址0x94和寄存器地址0x95中，虚部存储在寄存器地址0x96和寄存器地址0x97中。这些数值对应于DFT的实部和虚部，而不是待测阻抗的电阻性和电抗性分量。

例如，经常有人认为：如果用户分析的是串联RC电路，则寄存器地址0x94和寄存器地址0x95中存储的实值与寄存器地址0x96和寄存器地址0x97中存储的虚值分别对应于电阻和容性阻抗。实际上，这是不正确的，因为阻抗的幅度($|Z|$)可以通过计算DFT实部和虚部的幅度来计算，如下式所示：

$$\text{幅度} = \sqrt{R^2 + I^2}$$

每次测量后，将其乘以校准项并求乘积的倒数。这样，阻抗幅度的计算公式如下所示：

$$\text{阻抗} = \frac{1}{\text{增益系数} \times \text{幅度}}$$

其中增益系数通过下式计算：

$$\text{增益系数} = \left(\frac{\text{导纳}}{\text{码}} \right) = \left(\frac{1}{\text{阻抗}} \right) \frac{1}{\text{幅度}}$$

用户首先必须针对已知阻抗范围校准AD5933，确定增益系数，然后才能进行有效测量。因此，对于目标扫描频率范围，用户必须知道复阻抗(Z_{UNKNOWN})的阻抗限值。确定增益系数的方法是将一个已知阻抗放在AD5933的输入和输出之间，并测量所得到的码的幅度。应适当选择AD5933的系统增益设置，使得激励信号位于片上ADC的线性区间内。

由于AD5933返回由实部和虚部组成的复数输出码，因此用户也可以计算通过AD5933信号路径的响应信号的相位。相位的计算公式如下：

$$\text{相位(rads)} = \tan^{-1}(I/R) \quad (3)$$

从公式3得到的相位考虑了两点：一是DDS输出信号在经过AD5933发射端和接收端上的内部放大器及低通滤波器时所产生的相移，二是接在AD5933的VOUT和VIN引脚之间的阻抗。

许多用户感兴趣的参数是阻抗幅度($|Z_{\text{UNKNOWN}}|$)和阻抗相位($Z\phi$)。阻抗相位($Z\phi$)的测量分为两步。

第一步是计算AD5933的系统相位，方法是将一个电阻放在AD5933的VOUT和VIN引脚上，并在每个扫描测量点之后利用公式3计算相位。将一个电阻放在VOUT和VIN引脚上，AD5933信号路径便不会发生其它相位超前或滞后情况，由此所得的相位完全是由AD5933的内部极点所引起，因而是系统相位。

利用电阻校准系统相位之后，第二步便是将未知阻抗插入AD5933的VIN和VOUT引脚之间，利用同样的公式重新计算新相位(包括未知阻抗引起的相位)，从而得到未知阻抗的相位。未知阻抗的相位($Z\phi$)通过下式计算：

$$Z\phi = (\phi_{\text{unknown}} - \nabla_{\text{system}})$$

其中：

∇_{system} 是将一个校准电阻接在VIN和VOUT之间所测得的系统相位。

ϕ_{unknown} 是将未知阻抗接在VIN和VOUT之间所测得的系统相位。

$Z\phi$ 是该阻抗引起的相位，即阻抗相位。

请注意，将一个电阻接在AD5933的VOUT和VIN引脚之间时，可以利用同样的实值和虚值计算增益系数并校准系统相位，从而测量电容等的阻抗相位($Z\phi$)。

对于电容，激励信号电流超前激励信号电压 -90° 。因此，电阻的系统相位响应与容性阻抗的系统相位响应之间存在大约 -90° 的相位差。

如前所述，如果用户希望确定容性阻抗的相位角度($Z\phi$)，用户首先必须确定系统相位响应(∇_{system})，然后从电容接在VOUT和VIN之间时所获得的相位(ϕ_{unknown})中减去系统相位响应。

图32显示了利用220 kΩ校准电阻($R_{FB} = 220\text{ k}\Omega$ 、 $PGA = \times 1$)所获得的AD5933系统相位响应以及10 pF容性阻抗的相位测量结果。

关于绘制图32所用的相位公式，必须注意一点：它使用反正切函数，返回的相位角度为弧度，因此有必要将弧度转换为度。

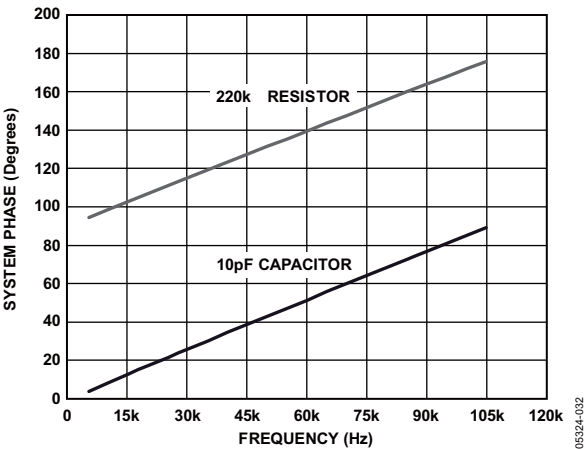


图32. 系统相位响应与容性相位的关系

电容的相位响应与使用电阻时的系统相位响应之间的相位差(即 $Z\varnothing$)即为电容的阻抗相位 $Z\varnothing$ (见图33)。

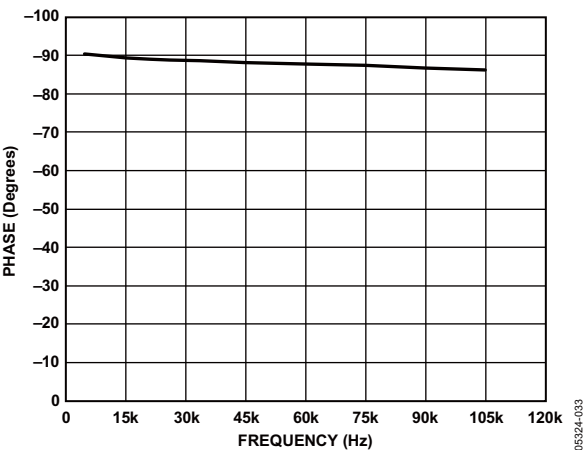


图33. 电容的相位响应

另外，当用实值和虚值解读各测量点的相位时，应注意反正切公式的使用。只有当实值和虚值的符号为正时，即当坐标位于第一象限时，反正切函数才会返回正确的标准相位角度。标准角度是指逆时针方向距离正实数x轴

的角度。如果实部的符号为正，虚部的符号为负，即数据位于第二象限，则反正切公式返回一个负角度，需要加上 180° 才能得出正确的标准角度。类似地，如果实部和虚部均为负，即数据位于第三象限，则反正切公式返回一个正角度，需要加上 180° 才能得出正确的标准角度。最后，如果实部为正，虚部为负，即数据位于第四象限，则反正切公式返回一个负角度，需要加上 360° 才能得出正确的相位角度。

因此，正确的标准相位角度取决于实部和虚部的符号，其对应关系总结于表7。

正确算出阻抗幅度($|Z|$)和阻抗相位角度($Z\varnothing$ ，单位弧度)之后，便可以将阻抗幅度矢量投影到实部和虚部阻抗轴上，以确定阻抗($Z_{UNKNOWN}$)的实部(电阻)和虚部(电抗)的幅度；计算公式如下：

实部通过下式计算：

$$|Z_{REAL}| = |Z| \times \cos(Z\varnothing)$$

虚部通过下式计算：

$$|Z_{IMAG}| = |Z| \times \sin(Z\varnothing)$$

表7. 相位角度

实部	虚部	象限	相位角度
正	正	第一	$\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi}$
负	正	第二	$180^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$
负	负	第三	$180^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$
正	负	第四	$360^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$

执行频率扫描

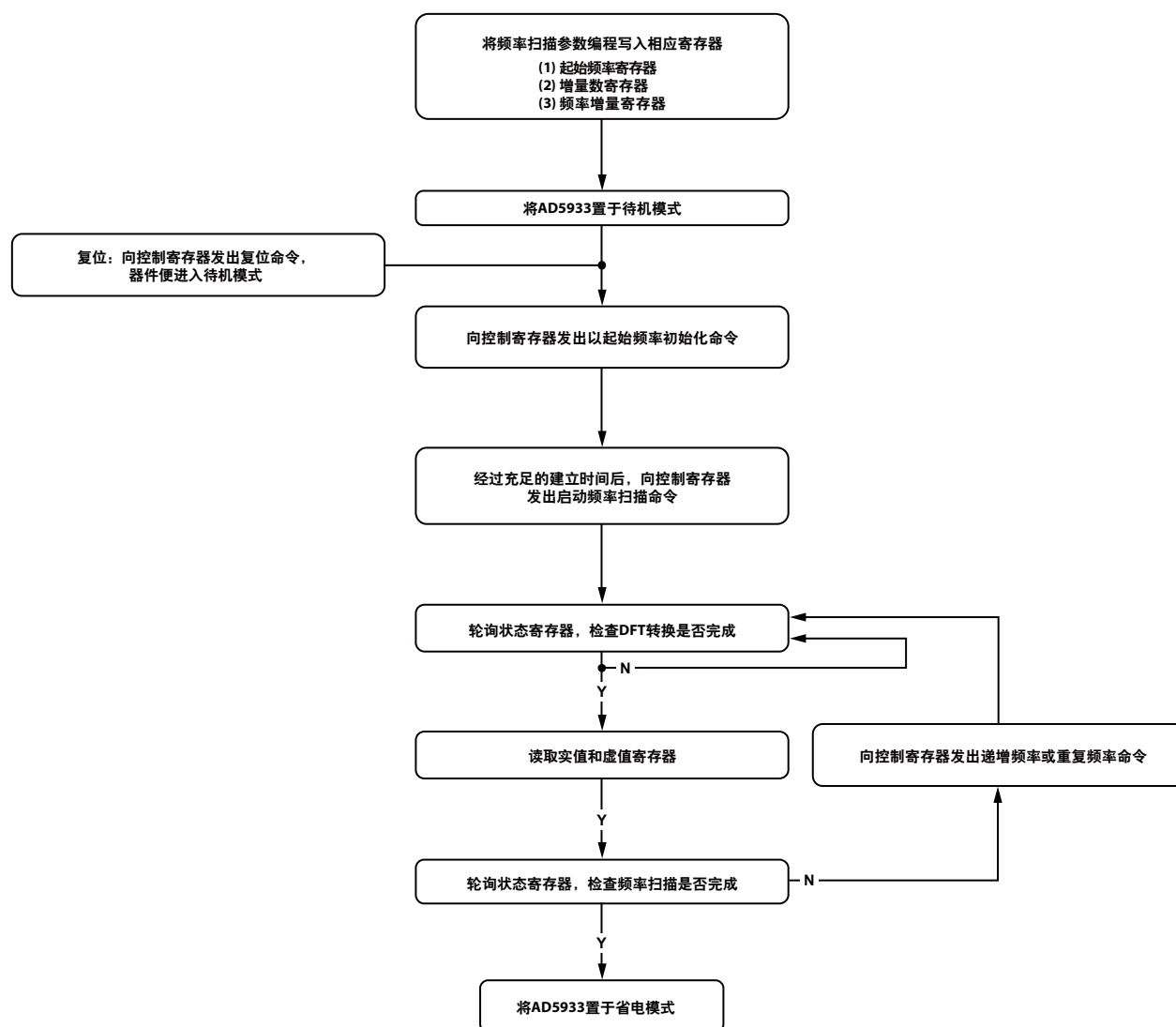


图34. 频率扫描流程图

05324-034

寄存器图

表8

寄存器	名称	寄存器数据	功能
0x80	控制	D15至D8	读/写
0x81		D7至D0	读/写
0x82	起始频率	D23至D16	读/写
0x83		D15至D8	读/写
0x84		D7至D0	读/写
0x85	频率增量	D23至D16	读/写
0x86		D15至D8	读/写
0x87		D7至D0	读/写
0x88	增量数	D15至D8	读/写
0x89		D7至D0	读/写
0x8A	建立时间周期数	D15至D8	读/写
0x8B		D7至D0	读/写
0x8F	状态	D7至D0	只读
0x92	温度数据	D15至D8	只读
0x93		D7至D0	只读
0x94	实值	D15至D8	只读
0x95		D7至D0	只读
0x96	虚值	D15至D8	只读
0x97		D7至D0	只读

控制寄存器(寄存器地址0x80、寄存器地址0x81)

AD5933有一个16位控制寄存器(寄存器地址0x80和寄存器地址0x81)，用于设置AD5933的控制模式。复位时控制寄存器的默认值如下：D15至D0在上电时复位至0xA000。

控制寄存器的4个MSB经解码后提供控制功能，例如：执行频率扫描、关断器件以及控制各种其它在控制寄存器图中定义的功能。

用户可以选择只写入寄存器地址0x80，而不改变寄存器地址0x81的内容。请注意，对控制寄存器的写操作不得作为一个块写入命令的一部分。控制寄存器还允许用户写入激励电压和设置系统时钟。对控制寄存器执行复位命令不会复位与扫描相关的编程值(即起始频率、增量数和频率增量)。复位命令之后，必须向控制寄存器发出以起始频率初始化命令，重新启动频率扫描序列(见图34)。

表9. 控制寄存器图(D15至D12)

D15	D14	D13	D12	功能
0	0	0	0	无操作
0	0	0	1	以起始频率初始化
0	0	1	0	启动频率扫描
0	0	1	1	递增频率
0	1	0	0	重复频率
1	0	0	0	无操作
1	0	0	1	测量温度
1	0	1	0	省电模式
1	0	1	1	待机模式
1	1	0	0	无操作
1	1	0	1	无操作

表10. 控制寄存器图(D10至D9)

D10	D9	范围编号	输出电压范围
0	0	1	典型值2.0 V p-p
0	1	4	典型值200 mV p-p
1	0	3	典型值400 mV p-p
1	1	2	典型值1.0 V p-p

表11. 控制寄存器图(D11、D8至D0)

位	描述
D11	无操作
D8	PGA增益；0 = ×5，1 = ×1
D7	保留，置0
D6	保留，置0
D5	保留，置0
D4	复位
D3	外部系统时钟，置1 内部系统时钟，置0
D2	保留，置0
D1	保留，置0
D0	保留，置0

控制寄存器解码

以起始频率初始化

此命令使DDS不限定时间地输出编程写入的起始频率。它用于初步激励未知阻抗。经过用户决定的某一时间之后，如果未知阻抗已完成建立，用户必须发出启动扫描命令，以便开始频率扫描。

启动频率扫描

此模式下，经过一定数目的建立时间周期后，ADC开始测量。用户可以在各频率点开始测量之前，将整数数目的输出频率周期(建立时间周期)编程写入寄存器地址0x8A和寄存器地址0x8B(见图34)。

递增频率

递增频率命令用于步入下一个扫描频率点。这通常发生在前一步输出的数据已传输完毕并经过DSP验证之后。当AD5933收到此命令时，它会等到编程写入的建立时间周期数逝去之后，才开始ADC转换过程。

重复频率

用户可以向控制寄存器发出重复频率命令，以重复测量当前频率点。利用这一功能，用户可以获得连续读数的平均值。

测量温度

测量温度命令用于启动对器件进行温度测量。测量温度时，器件无需处于上电模式。该模块自身会上电，获得读数，然后再次进入省电状态。温度读数以14位二进制补码格式存储在寄存器地址0x92和寄存器地址0x93中。

省电模式

AD5933上电时的默认状态为省电模式。控制寄存器包含代码1010,0000,0000,0000 (0xA000)。此模式下，VOUT和VIN引脚内部均接GND。

待机模式

器件从该模式上电后执行一般操作。待机模式下，VIN和VOUT引脚内部接地。

输出电压范围

输出电压范围允许用户编程写入VOUT的激励电压范围。

PGA增益

PGA增益允许用户将输入ADC的响应信号放大5倍或1倍。

复位

复位命令允许用户中断扫描。起始频率、增量数和频率增量寄存器内容不会被覆盖。若要重新启动频率扫描命令序列，必须发出以起始频率初始化命令。

起始频率寄存器(寄存器地址0x82、寄存器地址0x83、寄存器地址0x84)

复位时起始频率寄存器的默认值如下：D23至D0在上电时不复位。复位命令之后，此寄存器的内容不复位。

起始频率寄存器包含频率扫描起始点频率的24位数字表示。例如，如果用户要求扫描从30 kHz频率开始(使用16.0 MHz时钟)，则用户须将0x0F的值编程写入寄存器地址0x82，将0x5C的值编程写入寄存器地址0x83，将0x28的值编程写入寄存器地址0x84。这可确保输出频率从30 kHz开始。

需编程写入起始频率寄存器中的代码为：

起始频率码 = $\left(\frac{30\text{kHz}}{\left(\frac{16\text{MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \equiv 0x0F5C28$

频率增量寄存器(寄存器地址0x85、寄存器地址0x86、寄存器地址0x87)

复位时的默认值如下：D23至D0在上电时不复位。复位命令之后，此寄存器的内容不复位。

频率增量寄存器包含连续扫描频率点之间的频率增量的24位数字表示。例如，使用16.0 MHz时钟时，如果用户要求频率步进为10 Hz，则用户须将0x00的值编程写入寄存器地址0x85，将0x01的值编程写入寄存器地址0x86，将0x4F的值编程写入寄存器地址0x87。

频率增量的计算公式如下：

频率增量码 = $\left(\frac{10\text{Hz}}{\left(\frac{16\text{MHz}}{4}\right)}\right) \times 2^{27} \equiv 0x00014\text{F}$

用户将值0x00编程写入寄存器0x85，将值0x01编程写入寄存器地址0x86，将值0x4F编程写入寄存器地址0x87。

增量数寄存器(寄存器地址0x88、寄存器地址0x89)

复位时的默认值如下：D8至D0在上电时不复位。复位命令之后，此寄存器的内容不复位。

表12. 增量数寄存器

寄存器	位	描述	功能	格式
0x88	D15至D9	无关位	读/写	以二进制格式存储的整数
	D8	增量数	读/写	
0x89	D8至D0	增量数	读/写	以二进制格式存储的整数

此寄存器决定频率扫描的频率点数。点数用9位字D8至D0表示。D15至D9是无关位。此寄存器与起始频率寄存器和频率增量寄存器一同决定扫描操作的频率扫描范围。可以编程的最大增量数为511。

建立时间周期数寄存器(寄存器地址0x8A、寄存器地址0x8B)

复位时的默认值如下：D10至D0在上电时不复位。复位命令之后，此寄存器的内容不复位(见表13)。

此寄存器决定收到启动频率扫描、递增频率或重复频率命令之后，在触发ADC以对响应信号执行转换之前，允许通过未知阻抗的输出激励周期数。建立时间周期数寄存器值决定启动频率扫描/递增频率/重复频率命令与ADC转换开始之间的延迟时间。周期数用9位字D8至D0表示。编程写入建立时间周期数寄存器中的值可以增大2倍或4倍，具体视D10至D9位的状态而定。5个最高有效位D15至D11是无关位。可以编程的最大输出周期数为511 × 4 = 2044个周期。例如，考虑一个30 kHz的激励信号，编程写入此频率与ADC首次对此信号进行采样之间的最长延迟时间约为511 × 4 × 33.33 μs = 68.126 ms。ADC采集1024个样本，结果作为实值和虚值存储在寄存器地址0x94至寄存器地址0x97中。使用16.777 MHz时钟时，转换过程大约需要1 ms。

表13. 建立时间周期数寄存器

寄存器	位	描述			功能	格式
0x8A	D15至D11 D10至D9	无关位 2位解码			读/写	以二进制格式存储的整数
		D10	D9	描述		
		0	0	默认值		
		0	1	周期数×2		
		1	0	保留		
		1	1	周期数×4		
	D8	建立时间周期数MSB				
0x8B	D7至D0	建立时间周期数			读/写	

状态寄存器(寄存器地址0x8F)

状态寄存器用于确认特定测量已顺利完成。从D7到D0的每一位均表示AD5933特定功能的状态。

位D0和位D4至D7是无关位，不表示任何测量的状态。

位D1的状态表示频率点阻抗测量的状态。当AD5933完成当前频率点阻抗测量时，此位置1。此位表示寄存器地址0x94至寄存器地址0x97中存在有效的实值和虚值。收到启动频率扫描、递增频率、重复频率或复位命令之后，此位复位。此位在上电时也会复位。

位D2的状态表示编程频率扫描的状态。当增量数寄存器中的所有编程增量全部完成时，此位置1。此位在上电时和收到复位命令时复位。

表14. 状态寄存器(寄存器地址0x8F)

控制字	功能
0000 0001	温度测量有效
0000 0010	实值/虚值有效
0000 0100	频率扫描完成
0000 1000	保留
0001 0000	保留
0010 0000	保留
0100 0000	保留
1000 0000	保留

温度测量有效

当完成一次有效温度转换时，温度测量有效控制字置位，表示可从寄存器地址0x92和寄存器地址0x93读取有效温度数据。当向控制寄存器(寄存器地址0x80和寄存器地址0x81)发出测量温度命令，温度传感器执行温度测量时，此控制字复位。

实值/虚值有效

当前频率点的数据处理完成时，D1置1，表示实值和虚值可供读取。发出启动频率扫描/递增频率/重复频率DDS启动/递增/重复命令之后，D1复位。当向控制寄存器发出复位命令时，D1复位至0。

频率扫描完成

最后一个扫描频率点的数据处理完成时，D2置1。当向控制寄存器发出启动频率扫描命令时，此位复位。当向控制寄存器发出复位命令时，此位也会复位。

温度数据寄存器(16位—寄存器地址0x92、寄存器地址0x93)

这些寄存器包含AD5933温度的数字表示。值以16位二进制补码格式存储。D15和D14是无关位。D13是符号位。要将此值转换为实际温度，参见“温度转换公式”部分。

实值和虚值寄存器(16位—寄存器地址0x94、寄存器地址0x95、寄存器地址0x96、寄存器地址0x97)

复位时的默认值如下：这些寄存器在上电时或收到复位命令时不复位。请注意，只有当状态寄存器中的位D1置1时，这些寄存器中的数据才有效，表示当前频率点的处理已完成。

这些寄存器包含当前频率点的阻抗测量结果的实部和虚部的数字表示。值以16位二进制补码格式存储。要将此值转换为实际的阻抗值，必须将幅度($\sqrt{\text{Real}^2 + \text{Imaginary}^2}$)乘以导纳/码数(称为增益系数)，得出导纳，其结果的倒数即为阻抗。交流激励电压和增益的每种组合均对应不同的增益系数。

串行总线接口

AD5933通过I²C兼容串行接口协议进行控制。它作为从器件连接到此总线，受主器件的控制。AD5933有一个7位串行总线从机地址。器件上电时，其默认串行总线地址为0001101 (0x0D)。

通用I²C时序

图35是使用I²C兼容接口的一般读写操作的时序图。

主机通过建立起始条件而启动数据传输；起始条件要求串行数据线(SDA)发生高低转换，同时串行时钟线(SCL)保持高电平。这样，随后就会发生数据流。从机对起始条件做出响应，移入其后8位，包括一个7位从机地址(MSB优先)和一个R/W位，该位决定数据传输的方向，即数据是写入从机还是由从机读取(0 = 写入，1 = 读取)。

从机做出响应，在第9个时钟脉冲(称为应答位)之前的低电平期间将数据线拉低，并在此时钟脉冲的高电平期间使之保持低电平。在选定器件等待读写数据期间，总线上的所有其它器件保持空闲状态。如果R/W位为0，则主机向从机写入数据。如果R/W位为1，则主机由从机读取数据。

数据以9个时钟脉冲组成的序列形式通过串行总线发送：8位数据之后跟随一个来自主机或从机的应答位。数据线上的数据转换必须发生在时钟信号的低电平期间，并且在高电平期间保持稳定，因为在时钟为高电平期间发生的低到高转换可能被解读为停止信号。如果操作为写操作，则从机地址之后的第一个数据字节是命令字节，告知从机接下来会发生什么。它可能是一个指令，告知从机接下来会发生块写入，或者是一个寄存器地址，告知从机将后续数据写入何处。数据只能沿R/W位所规定的一个方向流动，因此无法在读操作期间向从机发送命令。执行读操作之前，有时需要执行一个写操作，告知从机发生何种读操作以及/或者从何地址读取数据。

读取或写入所有数据字节之后，停止条件随即建立。在写入模式下，主机在第10个时钟脉冲期间拉高数据线，以置位停止条件。在读取模式下，主机在第9个时钟脉冲前的低电平期间释放SDA线，但从机不拉低数据线，这称为不应答。主机随后在第10个时钟脉冲前的低电平期间拉低数据线，然后在第10个时钟脉冲期间拉高数据线，以置位停止条件。

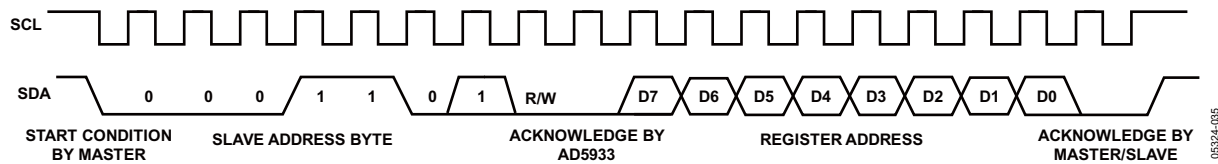


图35. 时序图

读写AD5933

接口规范针对不同类型的读写操作规定了多种不同的协议。本部分描述AD5933所用的协议。本部分中的图表使用表15所示的缩写。

表15. I²C缩写表

缩写	条件
S	起始
P	停止
R	读取
W	写入
A	应答
$\overline{A}$	不应答写入字节/命令字节

用户命令代码

表16所列的命令代码用于对接口的读写操作。本部分会详细说明这些代码，将其汇总于此的目的是方便查阅。

表16. 命令码

命令代码	代码名称	代码说明
1010 0000	块写入	向RAM写入多个字节时使用此命令；参见块写入部分。
1010 0001	块读取	从RAM/存储器读取多个字节时使用此命令；参见块读取部分。
1011 0000	地址指针	用户可以利用此命令在存储器中的任何位置设置地址指针。数据包含该指针应指向的寄存器地址。

写入字节/命令字节

此操作中，主机向从机发送一个字节的数。写入字节既可以是一个写入某寄存器地址的数据字节，也可以是一个命令操作。将数据写入寄存器时，命令序列如下(见图36)：

1. 主机在SDA上置位起始条件。
2. 主机发送7位从机地址以及写入位(低)。
3. 具有相应地址的从机在SDA上置位应答。
4. 主机发送一个寄存器地址。
5. 从机在SDA上置位应答。
6. 主机发送一个数据字节。
7. 从机在SDA上置位应答。
8. 主机在SDA上置位停止条件以结束处理。



图36. 将寄存器数据写入寄存器地址

写入字节协议也用于设置地址指针(见图37)，以便随后从该地址进行单字节读取，或者从该地址开始进行块读取或块写入。

设置寄存器指针时，命令序列如下：

1. 主机在SDA上置位起始条件。
2. 主机发送7位从机地址以及写入位(低)。
3. 具有相应地址的从机在SDA上置位应答。
4. 主机发送一个指针命令代码(见表16；指针命令 = 1011 0000)。
5. 从机在SDA上置位应答。
6. 主机发送一个数据字节(指针指向的寄存器地址)。
7. 从机在SDA上置位应答。
8. 主机在SDA上置位停止条件以结束处理。



图37. 设置指向寄存器地址的地址指针

块写入

此操作中，主机向从机发送一个数据块(见图38)。块写入的起始地址必须事先设置。对于AD5933，这是通过设置一个指向寄存器地址的指针来完成。

1. 主机在SDA上置位起始条件。
2. 主机发送7位从机地址以及写入位(低)。
3. 具有相应地址的从机在SDA上置位应答。
4. 主机发送一个8位命令代码(1010 0000)，告知从机将发生块写入。
5. 从机在SDA上置位应答。
6. 主机发送一个数据字节，告知从机要向其发送的数据字节数。
7. 从机在SDA上置位应答。
8. 主机发送数据字节。
9. 每传输一个数据字节后，从机在SDA上置位应答。
10. 主机在SDA上置位停止条件以结束处理。

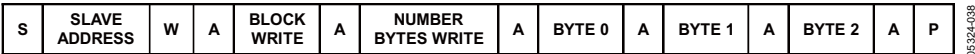


图38. 块写入

读操作

AD5933使用两种I²C读取协议：接收字节和块读取。

接收字节

在AD5933中，接收字节协议用于从一个寄存器地址读取单字节数据，该寄存器地址已通过设置地址指针而事先设置。

此操作中，主机由从机接收一个字节，命令序列如下(见图39)：

- 1. 主机在SDA上置位起始条件。
- 2. 主机发送7位从机地址以及读取位(高)。
- 3. 具有相应地址的从机在SDA上置位应答。
- 4. 主机接收一个数据字节。
- 5. 主机在SDA上置位不应答(从机需要检查主机是否收到数据)。
- 6. 主机在SDA上置位停止条件，处理结束。

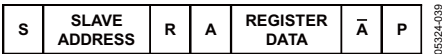


图39. 读取寄存器数据

块读取

此操作中，主机由从机读取一个数据块(见图40)。块读取的起始地址必须通过设置地址指针而事先设置。

- 1. 主机在SDA上置位起始条件。
- 2. 主机发送7位从机地址以及写入位(低)。
- 3. 具有相应地址的从机在SDA上置位应答。
- 4. 主机发送一个命令代码(1010 0001)，告知从机将发生块读取。
- 5. 从机在SDA上置位应答。
- 6. 主机发送一个数据字节，告知从机要读多少个数据字节。
- 7. 从机在SDA上置位应答。
- 8. 主机在SDA上置位重复起始条件。这是将读取位设为高电平所必需的。
- 9. 主机发送7位从机地址以及读取位(高)。
- 10. 从机在SDA上置位应答。
- 11. 主机接收数据字节。
- 12. 每传输一个数据字节后，主机在SDA上置位应答。
- 13. 传输最后一个字节后，产生不应答，表示读取结束。
- 14. 主机在SDA上置位停止条件以结束处理。



图40. 块读取

典型应用

测量小阻抗

如果系统增益设置选择适合目标阻抗分级，则AD5933可以测量最高10 M Ω 的阻抗值。

对于固定的激励电压，如果用户在VOUT与VIN引脚之间放置一个小阻抗(在目标扫描频率范围内 $\leq 500\ \Omega$)，则根据欧姆定律，流经该阻抗的信号电流将变大。VOUT引脚上的发射端放大器的输出级可能无法提供所需的阻抗电流增加量。为使接收端I-V放大器保持单位增益，用户需要用一个小反馈电阻按照“增益系数设置配置”部分所述进行系统校准。由于接收端I-V放大器存在虚地，因此VIN引脚上的电压硬偏置VDD/2。对接收端I-V放大器输出级增加的吸/源电流要求还可能导致该放大器不在线性区间内工作，这会在随后的阻抗测量中引起显著误差。

测量小阻抗(Z_{UNKNOWN})时, 必须考虑VOUT引脚上的输出串联电阻ROUT(见图41)的值, 尤其是当输出串联电阻的值与待测阻抗(Z_{UNKNOWN})的值相当时。测量小阻抗时, 如果系统校准(即增益系数计算)没有考虑ROUT值, 则它将给随后的阻抗测量带来误差, 误差大小取决于受测阻抗与该输出串联电阻值相比的相对幅度。

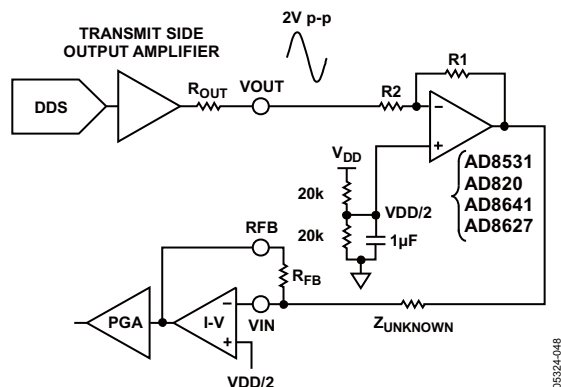


图41. 用于测量小阻抗的附加外部放大器电路

输出串联电阻的值取决于所选的VOUT输出激励范围，像所有采用硅加工工艺制造的分立电阻一样，其容差因器件而异。输出串联电阻的典型值如表17所列。

表17. 输出串联电阻(R_{OUT})与激励电压的关系

参数	典型值	典型值
范围1	2 V p-p	典型值200 Ω
范围2	1 V p-p	典型值2.4 kΩ
范围3	0.4 V p-p	典型值1.0 kΩ
范围4	0.2 V p-p	典型值600 Ω

因此，为了精确校准AD5933以测量小阻抗，必须充分衰减激励电压，以降低信号电流，而且还应考虑 R_{OUT} 值，将其纳入增益系数计算之中(见“增益系数计算”部分)。

在表征器件期间，测量 R_{OUT} 值的方法是选择适当的 V_{OUT} 输出激励范围，在该引脚吸收和提供一个已知电流(例如 $\pm 2\text{ mA}$)，然后测量直流电压的变化。输出串联电阻可以通过测量所得I-V曲线的斜率倒数(即 $1/\text{斜率}$)来计算。

图41给出了一个有助于降低上述问题影响的电路。此电路在信号路径上添加了一个外部放大器电路，其目的是在测量小阻抗时将AD5933的系统增益置于其线性范围以内。外部放大器通过适当选择的电阻(R1和R2)衰减VOUT的峰峰值激励电压，从而降低流过阻抗的信号电流，并使输出串联电阻对阻抗计算的影响最小。

在图41所示电路中， Z_{UNKNOWN} 可识别外部放大器的输出串联电阻，应用反馈时其典型值远小于1 Ω ，具体取决于所用的运算放大器(如AD820、AD8641、AD8531等)、负载电流、带宽和增益。

AD5933

其中的关键在于，与将小阻抗直接连到VOUT引脚(直接与 R_{OUT} 串联)相比，图41所示外部放大器的输出阻抗(它也与 $Z_{UNKNOWN}$ 串联)对增益系数校准及随后的阻抗测量的影响要小得多。外部放大器降低了 R_{OUT} 对未知阻抗的影响，并引入了一个与 $Z_{UNKNOWN}$ 串联的较小输出阻抗。

例如，如果已知 $Z_{UNKNOWN}$ 在30 kHz至32 kHz频率范围内具有90 Ω 至110 Ω 范围内的小阻抗值，则用户可能无法在工厂或实验室直接测量 R_{OUT} 。因此，用户可能会在AD5933的信号路径中添加一个如图41所示的外部放大器电路。用户必须确保所选外部放大器在目标带宽范围内的输出串联电阻与待测阻抗范围相比足够低(有关运算放大器的选型指南，请访问www.analog.com/opamps)。ADI公司的大多数放大器都提供了不同放大器增益下闭环输出阻抗与频率的关系曲线，据此可确定放大器在目标频率的输出串联阻抗。

系统设置为：

$$VDD = 3.3 \text{ V}$$

$$VOUT = 2 \text{ V p-p}$$

$$R2 = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R1 = 4 \text{ k}\Omega$$

$$\text{增益设置电阻} = 500 \text{ }\Omega$$

$$Z_{UNKNOWN} = 100 \text{ }\Omega$$

$$\text{PGA设置} = \times 1$$

选择一个 $R1/R2$ 比值，以衰减VOUT的激励电压。当 $R1 = 4 \text{ k}\Omega$ 且 $R2 = 20 \text{ k}\Omega$ 时，信号衰减1/5，对于2 V p-p的激励电压来说，衰减后即为400 mV。流经阻抗的最大电流为 $400 \text{ mV} / 90 \text{ }\Omega = 4.4 \text{ mA}$ 。

然后利用100 Ω 的中点阻抗值、校准电阻和中间扫描频率点的反馈电阻，通过常规方法校准系统。通过提高RFB引脚上的I-V增益电阻值，可以改善AD5933接收端的输入信号动态范围。例如，提高RFB引脚上的I-V增益设置电阻时，提供给ADC输入端的峰峰值信号可从400 mV ($RFB = 100 \text{ }\Omega$)增大到2 V p-p ($RFB = 500 \text{ }\Omega$)。

所计算的增益系数是针对一个100 Ω 电阻接在VOUT与VIN之间而言，同时假设外部放大器的输出串联电阻小到可以忽略不计。

当偏置图41所示电路时，注意AD5933的接收端通过设计硬偏置 $VDD/2$ 。因此，为防止外部放大器的输出(经过衰减的AD5933范围1激励信号)使AD5933的接收端放大器发生饱和，必须将一个值为 $VDD/2$ 的电压施加于外部放大器的同相端。

生物医学：无创血液阻抗测量

将一种已知病毒株添加到一份已含有某种病毒的血样时，会发生化学反应，导致血液阻抗在某些条件下发生改变。将这种效应表征在不同频率上，可以检测特定的病毒株。例如，某种病毒在某个频率时表现出某种特征阻抗，但在其它频率时却不会。因此，为了检查不同的病毒，需要扫描不同的频率。AD5933具备27位相位累加器，可以进行Sub-Hz频率调整。

可以利用AD5933将一个刺激信号通过一个探头注入血样中，然后分析响应信号，罗列出血液的有效阻抗。AD5933允许用户根据每次测试的要求调整到特定频率，因此非常适合这种应用。

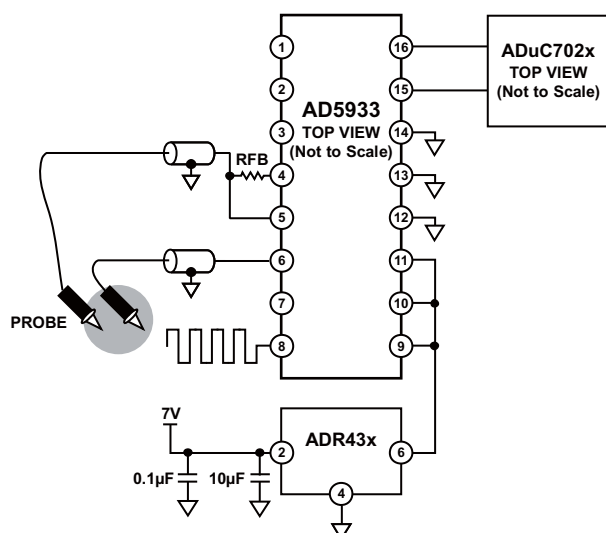


图42. 测量血样以检测病毒株

传感器/复阻抗测量

容性接近传感器的工作原理是基于RLC谐振电路的电容变化，它导致RLC电路的谐振频率发生变化，如图43所示。

首先需要将RLC电路调整到谐振区。在谐振频率时，RLC电路的阻抗最大。因此，它需要可编程的频率扫描和调整功能，AD5933恰好具备这种功能。

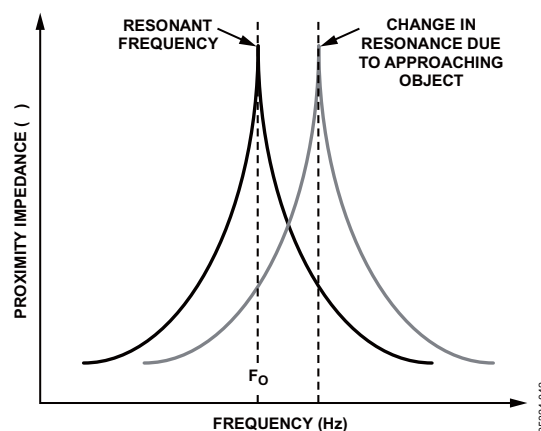


图43. 检测谐振频率的变化

此类传感器的一个应用实例是列车接近测量系统。沿轨道接近的列车的磁场会改变谐振频率，可以对这种变化进行表征。然后将此信息送回主机系统，以显示列车在铁路网中的位置。

AD5933的另一个应用是停驻车辆检测。将AD5933置于一个嵌入式单元中，该单元与停车位下方的一个线圈相连。根据导线成分的不同，AD5933输出80 kHz至100 kHz频率范围内的单一频率。导线可以看成是一个谐振电路。利用已知的阻抗和频率校准线圈。持续监控环路的阻抗，如果有车停在线圈之上，线圈阻抗将发生变化，这样AD5933就检测到有车存在。

电阻抗频谱分析

AD5933在腐蚀监控领域也有用武之地。铝和铁等金属腐蚀可能会损坏工业基础设施和交通工具，如飞机、轮船和汽车等。如果置之不理，这种损伤可能导致永久失效，需要花费大量金钱进行修理或更换。许多情况下，如果能及早发现腐蚀，就可以采取扼制或延缓措施，节约修理或更换成本。目前广泛采用目视检查方法检测腐蚀，不过，这种方法颇为费时、昂贵，而且不能用在难以接近的区域。

另一种方法是利用腐蚀传感器实现自动监控。监控的成本更低，耗时更少，而且可以部署在无法进行目视检查的地方。电化学阻抗频谱分析仪(EIS)已被用于查询腐蚀传感器，不过目前需要大型实验室测试仪器。AD5933为此类测量提供了一种精确紧凑的解决方案，可以利用它开发现场可部署的传感器系统，以自行测量腐蚀速率。

数学上利用RC网络来模拟铝的腐蚀，该RC网络通常由一个电阻(R_s)及并联的电阻和电容(R_p 和 C_p)串联而成。一个典型系统模型的元件值如下： R_s 为10 Ω 至10 k Ω ， R_p 为1 k Ω 至1 M Ω ， C_p 为5 μ F至70 μ F。图44给出了一个铝腐蚀传感器的典型波特图、阻抗模数以及相位角度与频率的关系。

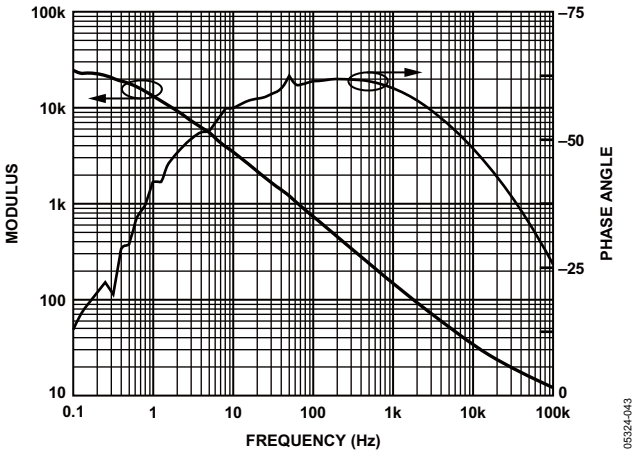


图44. 铝腐蚀传感器的波特图

为准确测量这些值，需要在0.1 Hz至100 kHz的频率范围内测量阻抗。为确保测量本身不会产生腐蚀效应，必须以极小的电压激励金属，激励电压通常在 ± 20 mV范围内。附近的一个处理器或控制单元(如ADuC702x)每隔10分钟记录一次从0.1 kHz到100 kHz的单阻抗扫描，并将结果下载送回一个控制单元。为实现0.1 kHz至1 kHz范围内的系统精度，系统时钟需从16.776 MHz标称时钟频率调整到典型值500 kHz。时钟调整可以利用AD9834等外部直接数字频率合成器以数字方式实现，它用作可编程分频器，向MCLK提供时钟信号，附近的微处理器可以数字方式对其进行控制。

选择用于AD5933的基准电压源

为使AD5933发挥最佳性能，需要谨慎选择精密基准电压源。AD5933有三个基准输入：AVDD1、AVDD2和DVDD。建议这些基准输入的电压从同一电源获得。

针对高精度应用选择基准电压源时，需要考虑四种误差源：初始精度、ppm漂移、长期漂移和输出电压噪声。为使这些误差最小，最好选用具有高初始精度的基准电压源。此外，具有输出调整功能的基准电压源，例如ADR43x系列中的器件，允许系统设计人员将基准电压设置为标称值以外的电压，以便校正系统误差。这种调整也可以用于消除温度误差。

AD5933只需要极低的电源电流，非常适合低功耗应用。针对这种应用，推荐使用基准电压源ADR395，其静态电流

低于100 μ A，而且它还能提供非常好的噪声性能，在0.1 Hz至10 Hz范围内仅8 μ V p-p。

长期漂移衡量基准电压源随时间的漂移量。具有低长期漂移特性的基准电压源可确保整体解决方案终身保持稳定。应选择温度系数较低的基准电压源，以降低系统输出电压对环境温度的依赖性。

在噪声预算相对较低的高精度应用中，需要考虑基准电压源的输出电压噪声。为实现所需的系统噪声分辨率，应选择输出电压噪声尽可能低的基准电压源。ADR433等精密基准电压源在0.1 Hz至10 Hz范围内的输出噪声非常低。表18列出了建议用作AD5933电源的一些精密基准电压源。

表18. 适用于AD5933的精密基准电压源列表

产品型号	初始精度(mV, 最大值)	输出电压(V)	温度漂移(ppm/°C, 最大值)	0.1 Hz至10 Hz噪声(μ V p-p, 典型值)
ADR433B	± 1.5	3.0	3	3.75
ADR433A	± 4	3.0	10	3.75
ADR434B	± 1.5	4.096	3	6.25
ADR434A	± 5	4.096	10	6.25
ADR435B	± 2	5.0	3	8
ADR435A	± 6	5.0	10	8
ADR439B	± 2	4.5	3	7.5
ADR439A	± 5.5	4.5	10	7.5

布局 and 配置

电源旁路和接地

在注重精度的电路中，应当精心考虑电路板上的电源和接地回路布局。含AD5933的印刷电路板应具有单独的模拟部分和数字部分，各部分应有自己的板面积。如果AD5933所在系统中有其它器件要求AGND至DGND连接，则只能在一个点上连接。该接地点应尽可能靠近AD5933。

AD5933的电源应使用10 μF 和0.1 μF 电容进行旁路。这些电容应尽可能靠近该器件，0.1 μF 电容最好正对着该器件。10 μF 电容应为钽电容。0.1 μF 电容必须具有低有效串联电阻(ESR)和低有效串联电感(ESI)，普通陶瓷型电容是合适的。

针对内部逻辑开关引起的瞬态电流所导致的高频，该0.1 μF 电容可提供低阻抗接地路径。

电源走线本身应尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。时钟和其它快速切换数字信号应通过数字地屏蔽起来，使之不受电路板的其它器件影响。尽可能避免数字信号与模拟信号交叠。当走线跨过电路板相反两侧时，应确保这些走线彼此垂直，以减小电路板的馈通效应。最佳电路板布局技术是微带线技术，其中电路板的元件侧专用于接地层，信号走线则布设在焊接侧。但是，这种技术对于双层电路板未必始终可行。

评估板

利用AD5933评估板，设计人员可以毫不费力地评估高性能阻抗转换器AD5933。

评估板连接到PC的USB端口，可以从USB端口为整个评估板供电。

阻抗转换器评估套件包括一片搭载相关元件并经过测试的AD5933印刷电路板。EVAL-AD5933EB套件附带一张含有自安装软件的CD光盘。PC和评估板通过随附的电缆相连。

该软件兼容Microsoft® Windows® 2000和Windows XP。

评估板原理图见图45和图46。

使用评估板

AD5933评估板是一款专为简化对AD5933进行评估而设计的测试系统。随同评估板还提供了评估板数据手册，其中包括关于操作评估板的完整信息。更多评估信息请访问www.analog.com。

原型设计区域

评估板上提供了一个区域，允许用户在评估测试设置中添加其它电路。用户可能希望添加开关以便进行多重校准。

晶振(XO)与外部时钟

评估板上含有一个16 MHz振荡器。不过，用户可以移除此振荡器；如果需要，可以将一个外部CMOS时钟连接到该器件。

原理图



Rev. B | Page 38 of 44

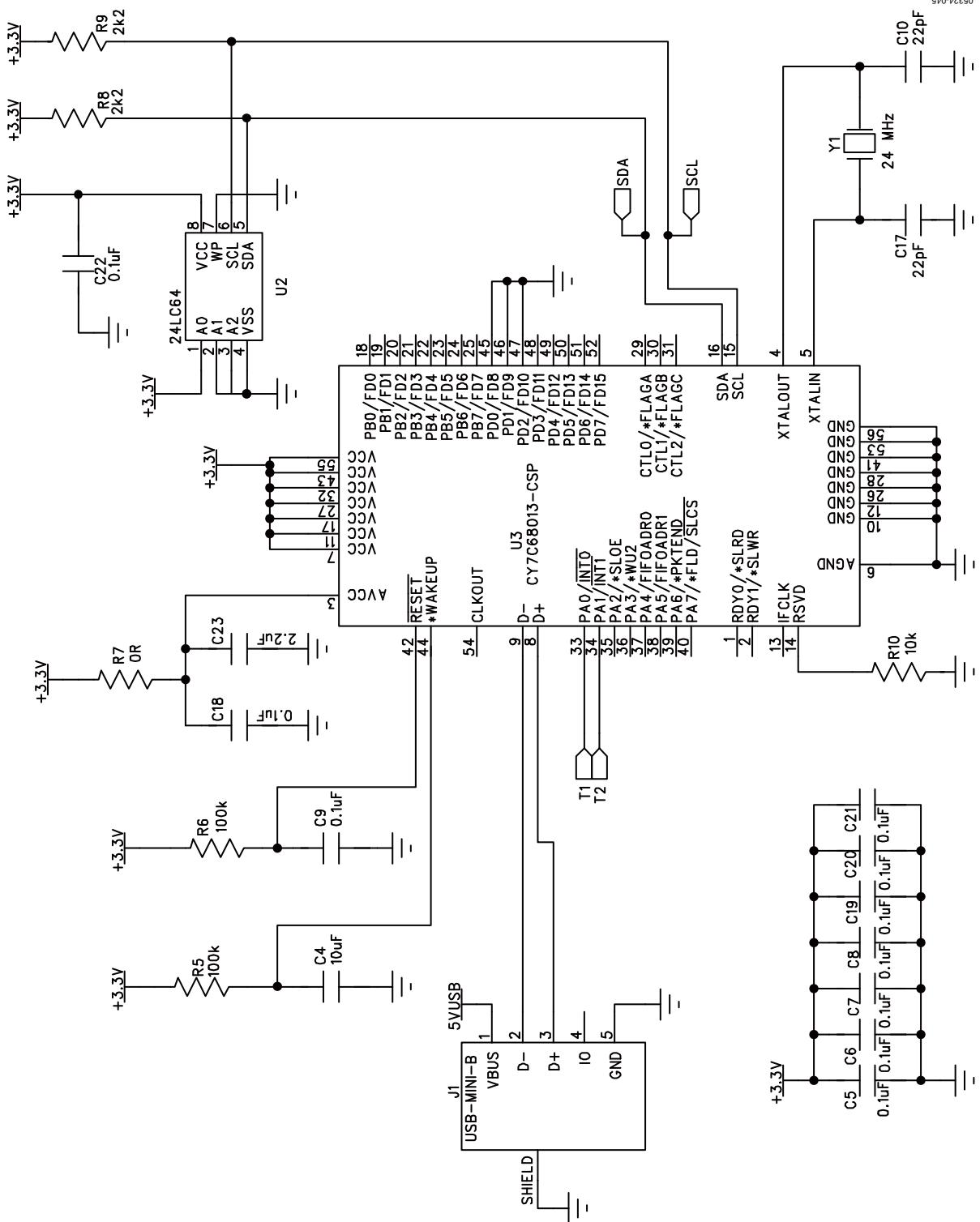


图46. EVAL-AD5933EBZ原理图

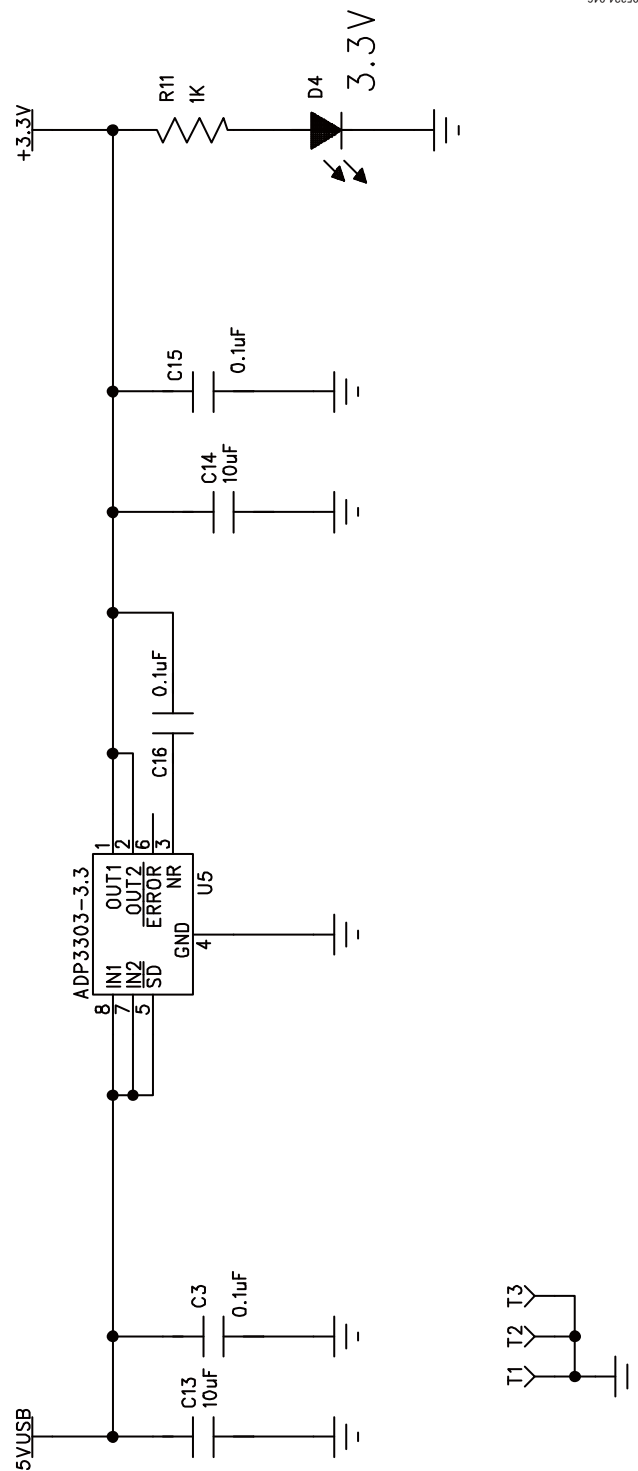


图47. EVAL-AD5933EB评估板上的线性调节器

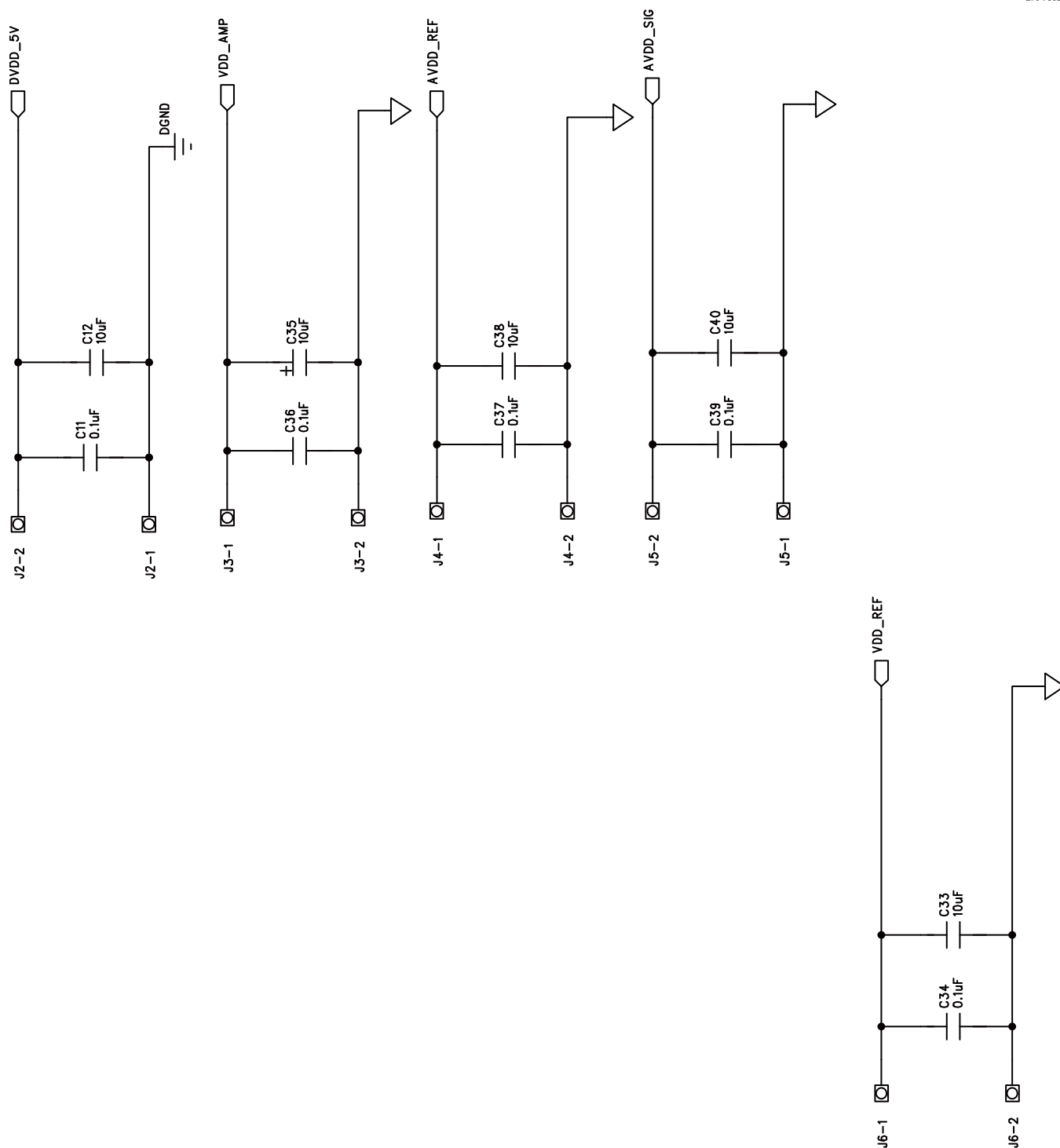


图48. EVAL-AD5933EB评估板上的去耦

AD5933

材料清单

表19

参考标识	SMD	器件描述	供应商型号 ¹
C1, C3, C5至C9, C11, C15, C16, C 18至C22, C24, C26至C28, C32, C34, C36, C37, C39	是	50 V X7R SMD陶瓷电容, 0.1 μ F, 0603	FEC 1301804
C2, C4, C12至C14, C25, C30, C31, C33, C38, C40	是	X5R陶瓷电容, 10 μ F, 0805	FEC 9402136
C10, C17	是	50 V X7R SMD陶瓷电容, 22 pF, 0603	FEC 722-005
C23	是	6.3 V X5R SMD陶瓷电容, 2.2 μ F, 0603	FEC 9402101
C29, C35	是	16 V钽电容, 10 μ F, CAP\TAJ_B	FEC 498-737
C41	否	绕线引脚($\times$ 2), CAP-7.5 MM	
C42	是	50 V NPO SMD陶瓷电容, 15 pF, 0603	FEC 721-980
C43	是	16 V X7R SMD陶瓷电容, 1 μ F, 0603	FEC 1310220
CLK1, CLK2	否	SMB插口, 50 Ω	FEC 1111349
D4	是	发光二极管, 0805	FEC 1318243
J1	是	USB Mini-B连接器(USB-OTG)	FEC 9786490
J2至J6	否	连接器/电源双向引脚端子板 (5 mm间距)	FEC 151-789
LK1至LK14	否	跳线板, 双向0.1"间距SIP-2P	FEC 1022247/FEC 150-411
R1	是	SMD电阻50 Ω , 0603	FEC 1170658
R2	否	穿孔电阻, 插入绕线引脚中, 200 k Ω R1/8WA ²	FEC 9341501
R3 ³	否	4 k Ω 穿孔电阻	未插入 ⁴
R4 ³	否	20 k Ω 穿孔电阻	未插入 ⁴
R5, R6	是	SMD电阻100 k Ω , 0603	FEC 9330402
R7	是	SMD电阻0 Ω , 0603	FEC 9331662
R8, R9	是	SMD电阻2.2 k Ω , 0603	FEC 9330810
R10	是	SMD电阻10 k Ω , 0603	FEC 9330399
R11	是	SMD电阻1 k Ω , 0805	FEC 9332383
R12, R13	是	SMD电阻20 k Ω , 0603	FEC 9330771
T1至T3, T5至T8	否	测试点	FEC 8731128
VIN, VOUT	否	SMB插口50 Ω	FEC 1111349
U1	是	OP97运算放大器SO8NB	未插入
U2	是	24LC64 IC串行EEPROM 64 KB 2.5 V SOIC8 SO8NB	FEC 9758070
U3	是	CY7C68013-CSP USB微控制器Cypress CY7C68013A-56LFXC LFCSP-56	Digi-Key 428-1669-ND
U4	是	ADR435 5 V基准电压源SOIC-8	ADR435ARZ
U5	是	ADP3303-3.3精密低压差电压调节器SO-8NB	ADP3303ARZ-3.3
U6	是	AD5933/34 SSOP-16	AD5933YRSZ/AD5934YRSZ
Y1	是	XTAL-CM309S CM309S SMD crystal 24 MHz, XTAL_CM309S	FEC 9509658
Y2	是	3.3 V、16 MHz时钟振荡器	AEL-4313
		粘脚 $\times$ 4	FEC 651-813
		防静电包, 板需包在防静电包中	FEC 522-764
		USB A转Mini-B电缆	Digi-Key 167-1011-ND

¹ FEC = Farnell Electronics.

² 将绕线引脚放入孔中, 然后将带短脚的电阻插入引脚中。

³ 用于元件R3和R4的孔不要有焊料。

⁴ 将绕线引脚插入孔中。

外形尺寸

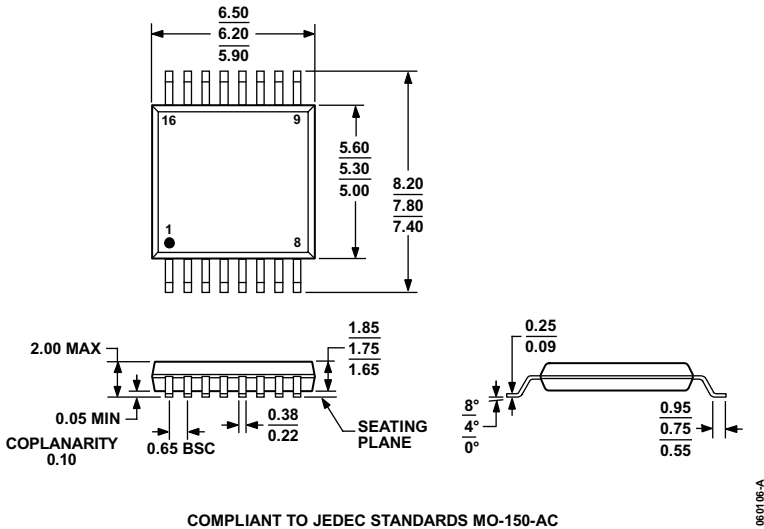


图49. 16引脚紧缩小型封装[SSOP] (RS-16)
尺寸单位: mm

订购指南

型号 ¹	温度范围	封装描述	封装选项
AD5933YRSZ	−40°C至+125°C	16引脚紧缩小型封装(SSOP)	RS-16
AD5933YRSZ-REEL7	−40°C至+125°C	16引脚紧缩小型封装(SSOP)	RS-16
EVAL-AD5933EBZ	−40°C至+125°C	评估板	

¹ Z = 符合RoHS标准的兼容器件。

注释

I²C指最初由Philips Semiconductors(现为NXP Semiconductors)开发的一种通信协议。