

ADA4930-1/ADA4930-2

产品特性

低输入电压噪声：1.2 nV/√Hz

低共模输出：0.9 V(单电源)

极低谐波失真

-104 dBc HD2 (10 MHz)

-79 dBc HD2 (70 MHz)

-73 dBc HD2 (100 MHz)

-101 dBc HD3 (10 MHz)

-82 dBc HD3 (70 MHz)

-75 dBc HD3 (100 MHz)

高速

-3 dB带宽：1.35 GHz (G = 1)

压摆率：3400 V/μs(25%至75%)

0.1 dB增益平坦度达380 MHz

快速过驱恢复：1.5 ns

失调电压：0.5 mV(典型值)

外部可调增益

差分转差分或单端转差分操作

可调输出共模电压

单电源供电：3.3 V或5 V

应用

ADC驱动器

单端转差分转换器

中频和基带增益模块

差分缓冲器

线路驱动器

概述

ADA4930-1/ADA4930-2是超低噪声、低失真、高速差分放大器，非常适合驱动分辨率最高14位、DC至70 MHz的1.8 V高性能ADC。可调输出共模电平使ADA4930-1/ADA4930-2能够与ADC的输入相匹配。内部共模反馈环路可提供出色的输出平衡，抑制偶数阶谐波失真产物，并提供直流电平转换功能。

对于ADA4930-1/ADA4930-2，利用由4个电阻组成的简单外部反馈网络便可轻松实现差分增益配置，反馈网络决定放大器的闭环增益。

ADA4930-1/ADA4930-2采用ADI公司的专有硅-锗(SiGe)互补双极性工艺制造，可实现极低的失真水平，输入电压噪

功能框图

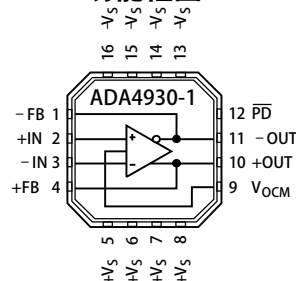


图1.

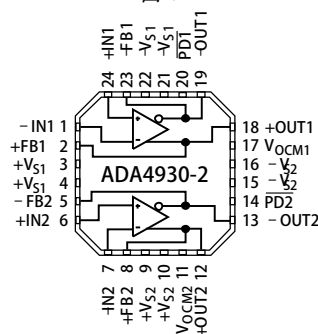


图2.

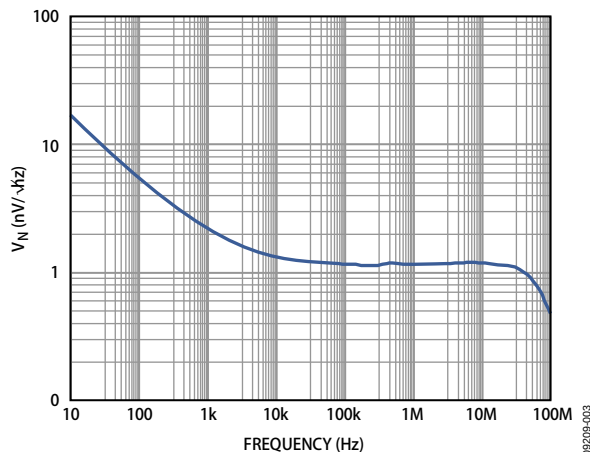


图3. 电压噪声频谱密度

声仅为1.2 nV/√Hz。

低直流失调和出色的动态性能使得ADA4930-1/ADA4930-2特别适合各种数据采集与信号处理应用。

ADA4930-1采用3 mm × 3 mm 16引脚无铅LFCSP封装，ADA4930-2采用4 mm × 4 mm 24引脚无铅LFCSP封装。引脚排列经过优化，有助于印刷电路板(PCB)布局布线，并且使失真最小。两款器件的额定工作温度范围均为-40°C至+105°C，电源电压为3.3 V或5 V。

Rev. A

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 ©2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	测试电路.....	15
应用.....	1	工作描述.....	16
概述.....	1	术语定义.....	16
功能框图.....	1	工作原理.....	17
修订历史.....	2	分析应用电路.....	17
技术规格.....	3	设置闭环增益.....	17
3.3 V电源.....	3	估算输出噪声电压.....	17
3.3 V V_{OCM} 至 $V_{O,cm}$ 性能.....	4	反馈网络失配的影响.....	18
3.3 V一般性能.....	4	输入共模电压范围.....	18
5 V电源.....	5	R_G 最小值.....	19
5 V V_{OCM} 至 $V_{O,cm}$ 性能.....	6	设置输出共模电压.....	19
5 V一般性能.....	6	计算应用电路的输入阻抗.....	19
绝对最大额定值.....	7	布局布线、接地和旁路.....	23
热阻.....	7	高性能ADC驱动.....	24
最大功耗.....	7	外形尺寸.....	25
ESD警告.....	7	订购指南.....	25
引脚配置和功能描述.....	8		
典型工作特性.....	9		

修订历史

2010年10月—修订版0至修订版A

更改概述.....	1
-----------	---

2010年10月—修订版0：初始版

技术规格

3.3 V电源

除非另有说明, $V_S = 3.3\text{ V}$, $V_{ICM} = 0.9\text{ V}$, $V_{OCM} = 0.9\text{ V}$, $R_F = 301\ \Omega$, $R_G = 301\ \Omega$, $R_L, dm = 1\text{ k}\Omega$, 单端输入, 差分输出, $T_A = 25^\circ\text{C}$, T_{MIN} 至 $T_{MAX} = -40^\circ\text{C}$ 至 $+105^\circ\text{C}$ 。

表1.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB小信号带宽	$V_{O,dm} = 0.1\text{ V p-p}$		1430		MHz
-3 dB大信号带宽	$V_{O,dm} = 2\text{ V p-p}$		887		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_{O,dm} = 0.1\text{ V p-p}$				
ADA4930-1			380		MHz
ADA4930-2			89		MHz
压摆率	$V_{O,dm} = 2\text{ V}$ 步进, 25%至75%		2877		V/ μs
0.1%建立时间	$V_{O,dm} = 2\text{ V}$ 步进, $R_L = 200\ \Omega$		6.3		ns
过驱恢复时间	$G = 3$, $V_{IN,dm} = 0.7\text{ V p-p}$ 脉冲		1.5		ns
噪声/谐波性能					
HD2/HD3	$V_{O,dm} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 10\text{ MHz}$		-98/-97		dB
	$V_{O,dm} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 30\text{ MHz}$		-91/-88		dB
	$V_{O,dm} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 70\text{ MHz}$		-79/-79		dB
	$V_{O,dm} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 100\text{ MHz}$		-73/-73		dB
三阶IMD	$V_{O,dm} = 1\text{ V p-p}$ /信号音, $f_c = 70.05\text{ MHz} \pm 0.05\text{ MHz}$		91		dBc
	$V_{O,dm} = 1\text{ V p-p}$ /信号音, $f_c = 140.05\text{ MHz} \pm 0.05\text{ MHz}$		86		dBc
输入电压噪声	$f = 100\text{ kHz}$		1.15		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$		3		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
串扰	$f = 100\text{ MHz}$, ADA4930-2, $R_L = 200\ \Omega$		-90		dB
直流性能					
输入失调电压	$V_{IP} = V_{IN} = V_{OCM} = 0\text{ V}$, $R_L = \text{开路}$	-3.1	-0.5	+3.1	mV
输入失调电压漂移	T_{MIN} 至 T_{MAX}		2.75		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流		-36	-24	-16	μA
输入偏置电流漂移	T_{MIN} 至 T_{MAX}		-0.05		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
输入失调电流		-1.8	+0.1	+1.8	μA
开环增益	$R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $\Delta V_O = 0.5\text{ V}$, $R_L = \text{开路}$		64		dB
输入特性					
输入共模电压范围		0.3		1.2	V
输入电阻	差分		150		k Ω
	共模		3		M Ω
输入电容	共模		1		pF
CMRR	$\Delta V_{ICM} = 0.5\text{ V}$ (直流); $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = \text{开路}$		-82	-77	dB
输出特性					
输出电压	各单端输出, $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$	0.11		1.74	V
线性输出电流	各单端输出, $f = 1\text{ MHz}$, $\text{TDH} \leq 60\text{ dBc}$		30		mA
输出平衡误差	$f = 1\text{ MHz}$		55		dB

ADA4930-1/ADA4930-2

3.3 V_{OCM}至V_{O,CM}性能

表2.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
V _{OCM} 动态性能 -3 dB带宽 压摆率	V _{O,cm} = 0.1 V p-p		745		MHz
	V _{O,cm} = 2 V p-p, 25%至75%		828		V/μs
V _{OCM} 输入特性 输入电压范围 输入电阻 输入失调电压 输入电压噪声 增益 CMRR	V _{OS,cm} = V _{O,cm} - V _{OCM} ; V _{IP} = V _{IN} = V _{OCM} = 0 V f = 100 kHz ΔV _{OCM} = 0.5 V(直流); R _F = R _G = 10 kΩ, R _L = 开路	0.8		1.1	V
		7.0	8.3	10.3	kΩ
		-25	+15.4	+31	mV
			23.5		nV/√Hz
		0.99	1	1.02	V/V
			-83	-77	dB

3.3 V一般性能

表3.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电源 工作范围 每个放大器的静态电流 +PSRR -PSRR	使能 使能, T _{MIN} 至T _{MAX} 变化 禁用 ΔV _{ICM} = 0.5 V; R _F = R _G = 10 kΩ, R _L = 开路 ΔV _{ICM} = 0.5 V; R _F = R _G = 10 kΩ, R _L = 开路		3.3		V
		32	35	40	mA
			81		μA/°C
		0.44	1.8	2.35	mA
			-74	-70	dB
掉电(PD) PD 输入电压 关闭时间 开启时间 PD 引脚偏置电流 使能 禁用	禁用 使能 PD = 3.3 V PD = 0 V		<0.8		V
			>1.3		V
			1		μs
			12		ns
			0.09		μA
			97		μA
工作温度范围		-40		+105	°C

5V电源

除非另有说明, $V_S = 5\text{ V}$, $V_{\text{ICM}} = 0.9\text{ V}$, $V_{\text{OCM}} = 0.9\text{ V}$, $R_F = 301\ \Omega$, $R_G = 301\ \Omega$, $R_{\text{L, dm}} = 1\text{ k}\Omega$, 单端输入, 差分输出,
 $T_A = 25^\circ\text{C}$, T_{MIN} 至 $T_{\text{MAX}} = -40^\circ\text{C}$ 至 $+105^\circ\text{C}$ 。

表4.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB小信号带宽	$V_{\text{O, dm}} = 0.1\text{ V p-p}$		1350		MHz
-3 dB大信号带宽	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V p-p}$		937		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_{\text{O, dm}} = 0.1\text{ V p-p}$				
ADA4930-1			369		MHz
ADA4930-2			90		MHz
压摆率	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V}$ 步进, 25%至75%		3400		V/ μs
0.1%建立时间	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V}$ 步进, $R_L = 200\ \Omega$		6		ns
过驱恢复时间	$G = 3$, $V_{\text{IN, dm}} = 0.7\text{ V p-p}$ 脉冲		1.5		ns
噪声/谐波性能					
HD2/HD3	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 10\text{ MHz}$	-104/-101			dB
	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 30\text{ MHz}$	-91/-93			dB
	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 70\text{ MHz}$	-79/-82			dB
	$V_{\text{O, dm}} = 2\text{ V p-p}$, $f_c = 100\text{ MHz}$	-73/-75			dB
三阶IMD	$V_{\text{O, dm}} = 1\text{ V p-p}$ /信号音, $f_c = 70.05\text{ MHz} \pm 0.05\text{ MHz}$	94			dBc
	$V_{\text{O, dm}} = 1\text{ V p-p}$ /信号音, $f_c = 140.05\text{ MHz} \pm 0.05\text{ MHz}$	90			dBc
输入电压噪声	$f = 100\text{ kHz}$	1.2			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$	2.8			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
串扰	$f = 100\text{ MHz}$, ADA4930-2, $R_L = 200\ \Omega$	-90			dB
直流性能					
输入失调电压	$V_{\text{IP}} = V_{\text{IN}} = V_{\text{OCM}} = 0\text{ V}$, $R_L = \text{开路}$	-3.1	-0.15	+3.1	mV
输入失调电压漂移	T_{MIN} 至 T_{MAX}		1.8		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流		-34	-23	-15	μA
输入偏置电流漂移	T_{MIN} 至 T_{MAX}		-0.05		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
输入失调电流		-0.82	+0.1	+0.82	μA
开环增益	$R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $\Delta V_{\text{O}} = 1\text{ V}$, $R_L = \text{开路}$		64		dB
输入特性					
输入共模电压范围		0.3		2.8	V
输入电阻	差分		150		k Ω
	共模		3		M Ω
输入电容	共模		1		pF
CMRR	$\Delta V_{\text{ICM}} = 1\text{ V}$ (直流); $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = \text{开路}$	-82		-77	dB
输出特性					
输出电压	各单端输出, $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$	0.18		3.38	V
线性输出电流	各单端输出, $f = 1\text{ MHz}$, $\text{TDH} \leq 60\text{ dBc}$		30		mA
输出平衡误差	$f = 1\text{ MHz}$		55		dB

ADA4930-1/ADA4930-2

5 V V_{OCM} 至 $V_{O,CM}$ 性能

表5.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OCM} 动态性能 -3 dB带宽 压摆率	$V_{O,cm} = 0.1\text{ V p-p}$ $V_{O,cm} = 2\text{ V p-p}$, 25%至75%		740 1224		MHz V/ μ s
V_{OCM} 输入特性 输入电压范围 输入电阻 输入失调电压 输入电压噪声 增益 CMRR	$V_{OS,cm} = V_{O,cm} - V_{OCM}$; $V_{IP} = V_{IN} = V_{OCM} = 0\text{ V}$ $f = 100\text{ kHz}$ $\Delta V_{OCM} = 1.5\text{ V}$; $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = \text{开路}$	0.5 7.0 -25 0.99	 8.3 +0.35 1	2.3 10.2 +15 1.02	V k Ω mV nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ V/V dB

5 V—般性能

表6.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电源 工作范围 每个放大器的静态电流	使能 使能, T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化 禁用	31.1	5 34 74.5	38.4	V mA $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
+PSRR -PSRR	$\Delta V_{ICM} = 1\text{ V}$; $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = \text{开路}$ $\Delta V_{ICM} = 1\text{ V}$; $R_F = R_G = 10\text{ k}\Omega$, $R_L = \text{开路}$	0.45	1.8 -74 -91	2.6 -71 -75	mA dB dB
掉电(PD) PD 输入电压 关闭时间 开启时间 PD 引脚偏置电流 使能 禁用	禁用 使能 $\overline{\text{PD}} = 5\text{ V}$ $\overline{\text{PD}} = 0\text{ V}$		<2.5 >3 1 12 0.09 97		V V μs ns μA μA
工作温度范围		-40		+105	$^\circ\text{C}$

绝对最大额定值

表7.

参数	额定值
电源电压	5.5 V
功耗	见图4
存储温度范围	-65℃ 至+125℃
工作温度范围	-40℃ 至+105℃
引脚温度(焊接, 10秒)	300℃
结温	150℃

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。这只是额定最值, 并不能在这些条件下, 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, 推断器件能否正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

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 2s2p电路板上, 如EIA/JESD 51-7所述。

表8. 热阻

封装类型	θ_{JA}	单位
16引脚LFCSP(裸露焊盘)	98	°C/W
24引脚LFCSP(裸露焊盘)	67	°C/W

最大功耗

ADA4930-1/ADA4930-2封装内的最大安全功耗受限于相应的芯片结温(T_J)的升高情况。达到玻璃化转变温度150°C左右时, 塑料的特性会发生改变。即使只是暂时超过这一温度限值也有可能改变封装对芯片作用的应力, 从而永久性地转变ADA4930-1/ADA4930-2的参数性能。长时间超过150°C的结温会导致芯片器件出现变化, 因而可能造成故障。

封装的功耗(P_D)为静态功耗与封装中负载驱动所导致的功耗之和, 而静态功耗则为电源引脚之间的电压(V_S)乘以静态电流(I_S)。负载驱动所导致的功耗取决于具体应用, 等于负载电流乘以器件内的相关压降。上述计算中必须使用RMS电压和电流。

气流可增强散热, 从而有效降低 θ_{JA} 。此外, 更多金属直接与封装引脚/裸露焊盘接触, 包括金属走线、通孔、地和电源层, 同样可降低 θ_{JA} 。

图4显示在JEDEC标准4层板上, ADA4930-1单通道16引脚LFCSP (98°C/W)和ADA4930-2双通道24引脚LFCSP (67°C/W)两种封装的最大安全功耗与环境温度的关系。

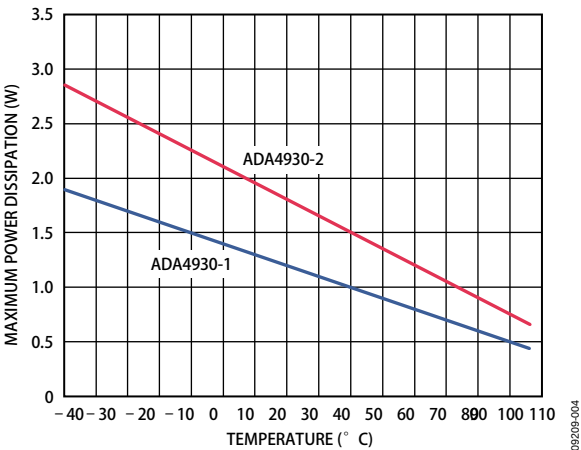


图4. 4层板最大功耗与环境温度的关系

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。

ADA4930-1/ADA4930-2

引脚配置和功能描述

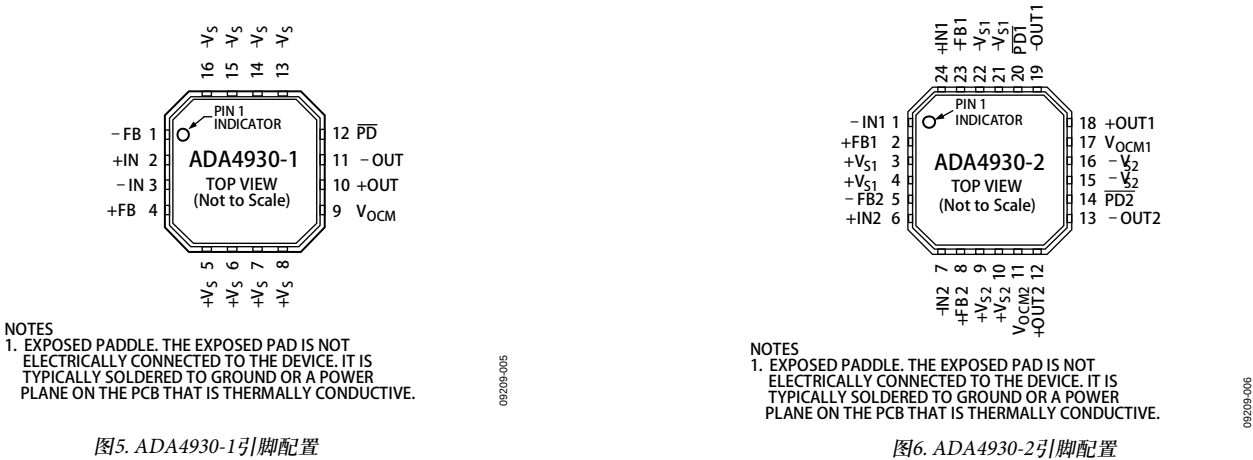


表9. ADA4930-1引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	-FB	反馈器件连接的负输出。
2	+IN	正输入求和节点。
3	-IN	负输入求和节点。
4	+FB	反馈器件连接的正输出。
5至8	+Vs	正电源电压。
9	V _{OCM}	输出共模电压。
10	+OUT	负载连接的正输出。
11	-OUT	负载连接的负输出。
12	PD	掉电引脚。
13至16	-Vs EPAD	负电源电压。 裸露焊盘。裸露焊盘与器件无电气连接。 通常焊接到地或导热PCB上的电源层。

表10. ADA4930-2引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	-IN1	负输入求和节点1。
2	+FB1	正输出反馈引脚1。
3, 4	+Vs1	正电源电压1。
5	-FB2	负输出反馈引脚2。
6	+IN2	正输入求和节点2。
7	-IN2	负输入求和节点2。
8	+FB2	正输出反馈引脚2。
9, 10	+Vs2	正电源电压2。
11	V _{OCM2}	输出共模电压2。
12	+OUT2	正输出2。
13	-OUT2	负输出2。
14	PD2	掉电引脚2。
15, 16	-Vs2	负电源电压2。
17	V _{OCM1}	输出共模电压1。
18	+OUT1	正输出1。
19	-OUT1	负输出1。
20	PD1	掉电引脚1。
21, 22	-Vs1	负电源电压1。
23	-FB1	负输出反馈引脚1。
24	+IN1	正输入求和节点1。
	EPAD	裸露焊盘。裸露焊盘与器件无电气连接。通常焊接到地或导热PCB上的电源层。

典型工作特性

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 5\text{ V}$, $V_{\text{ICM}} = 0.9\text{ V}$, $V_{\text{OCM}} = 0.9\text{ V}$, $R_{\text{f}}, \text{dm} = 1\text{ k}\Omega$ 。

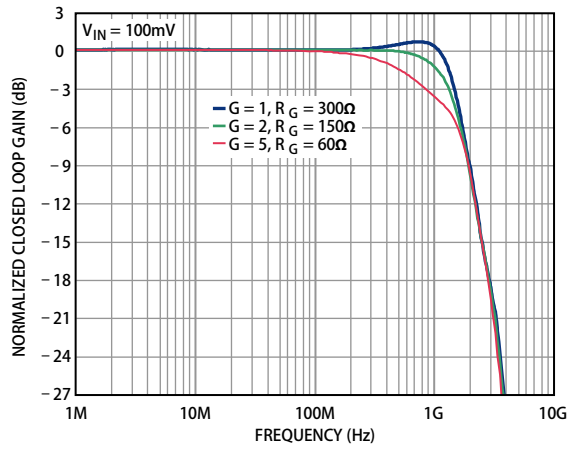


图7. 增益 = 1、增益 = 2 和增益 = 5 时的小信号频率响应

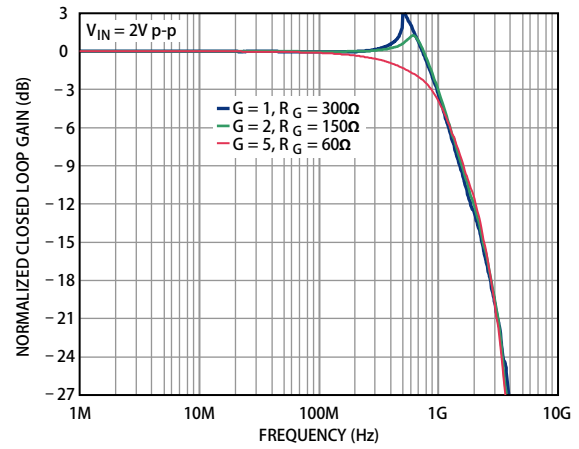


图10. 增益 = 1、增益 = 2 和增益 = 5 时的大信号频率响应

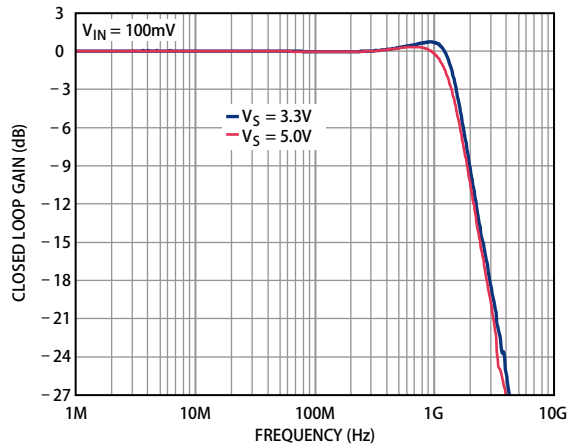


图8. $V_S = 3.3\text{ V}$ 和 $V_S = 5\text{ V}$ 时的小信号频率响应

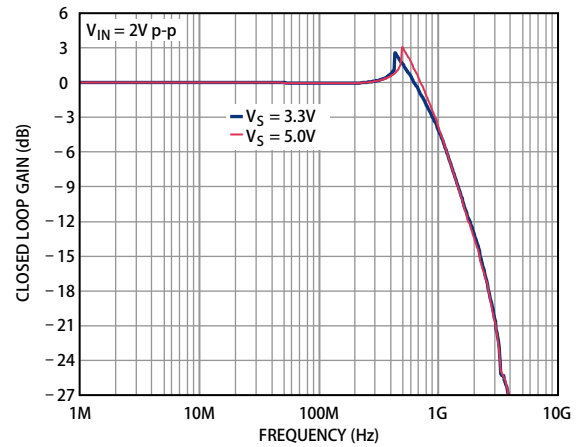


图11. $V_S = 3.3\text{ V}$ 和 $V_S = 5\text{ V}$ 时的大信号频率响应

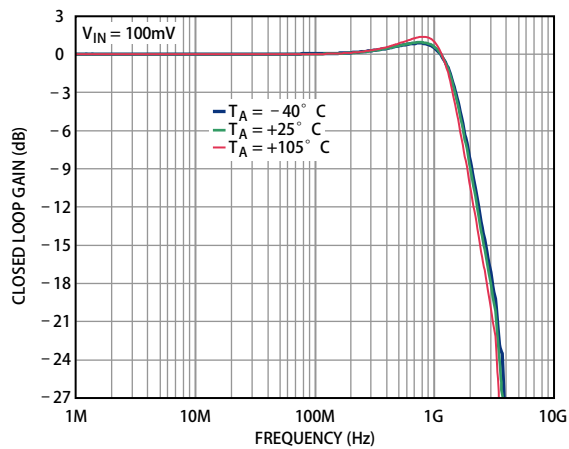


图9. $T_A = -40^\circ\text{C}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 和 $T_A = 105^\circ\text{C}$ 时的小信号频率响应

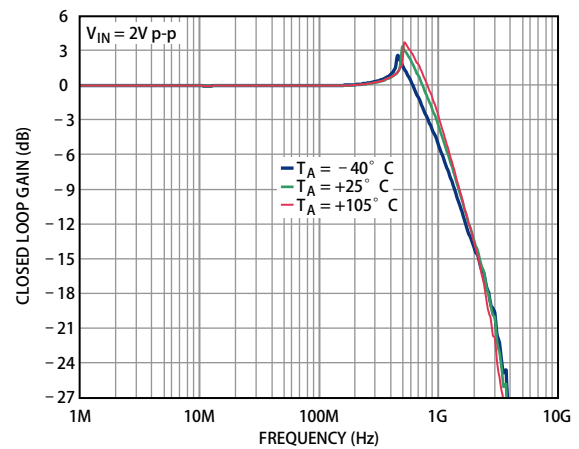


图12. $T_A = -40^\circ\text{C}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 和 $T_A = 105^\circ\text{C}$ 时的大信号频率响应

ADA4930-1/ADA4930-2

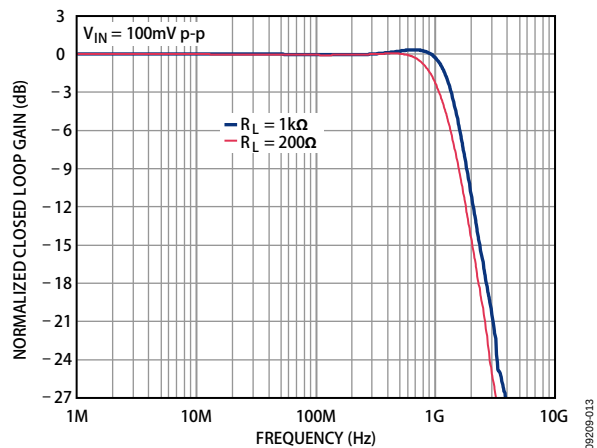


图13. $R_L = 200\ \Omega$ 和 $R_L = 1\ \text{k}\Omega$ 时的小信号频率响应

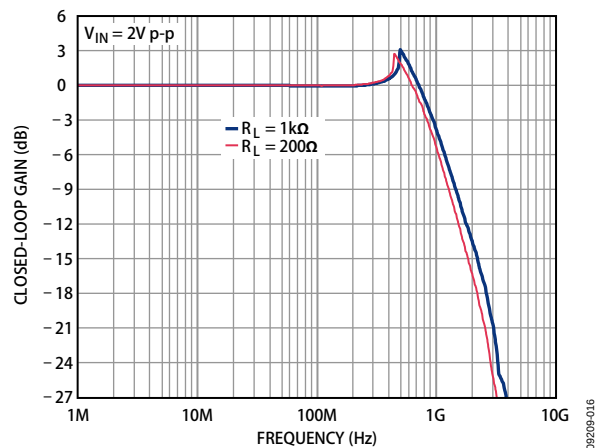


图16. $R_L = 200\ \Omega$ 和 $R_L = 1\ \text{k}\Omega$ 时的大信号频率响应

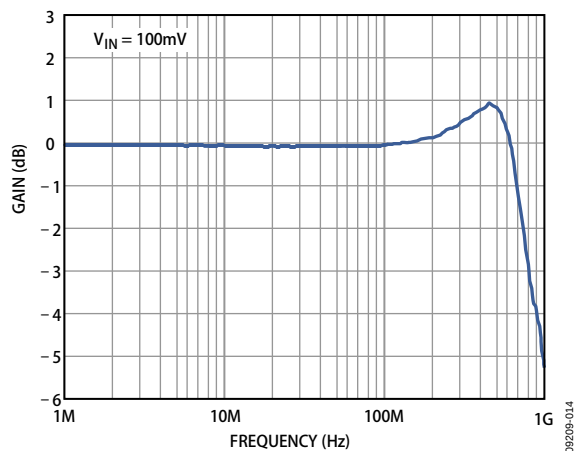


图14. V_{OCM} 小信号频率响应

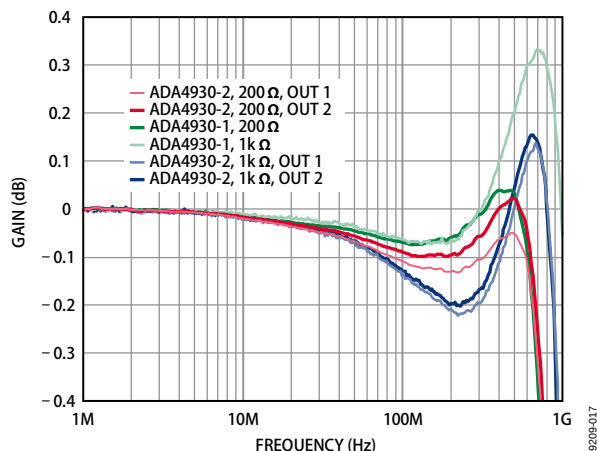


图17. $R_L = 200\ \Omega$ 和 $R_L = 1\ \text{k}\Omega$ 时小信号 0.1 dB 平坦度与频率的关系

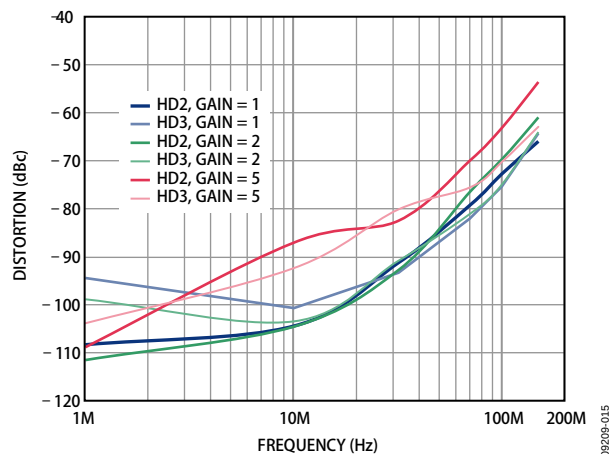


图15. 增益 = 1、增益 = 2 和增益 = 5 时谐波失真与频率的关系

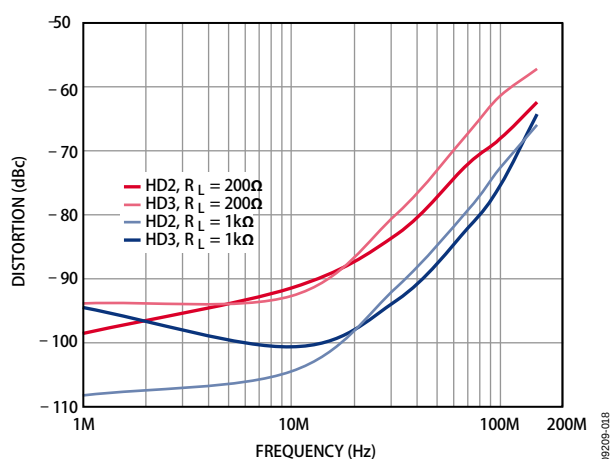


图18. $R_L = 200\ \Omega$ 和 $R_L = 1\ \text{k}\Omega$ 时谐波失真与频率的关系

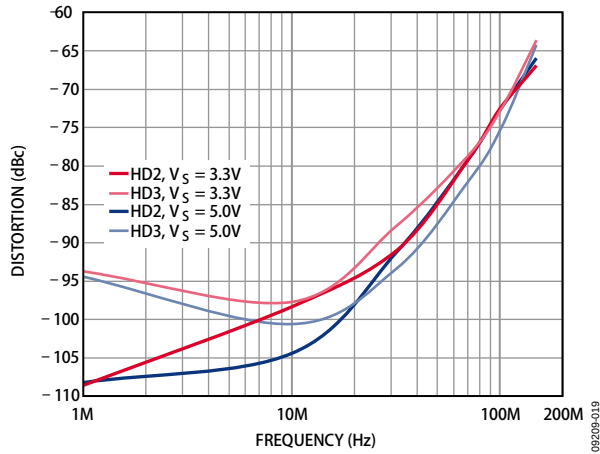


图19. $V_S = 3.3\text{ V}$ 和 $V_S = 5\text{ V}$ 时 ADA4930-1 谐波失真与频率的关系

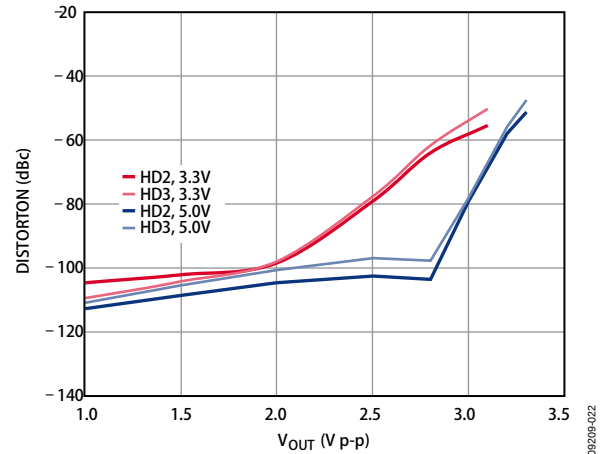


图22. 10 MHz 时谐波失真与输出的关系

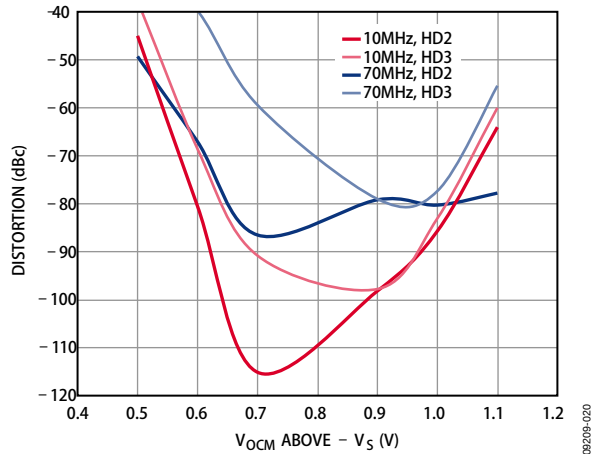


图20. 10 MHz 和 70 MHz 时谐波失真与 V_{OCM} 的关系 ($V_S = 3.3\text{ V}$)

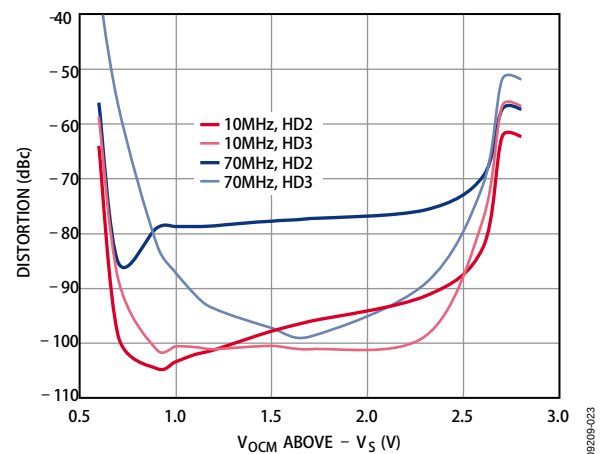


图23. 10 MHz 和 70 MHz 时谐波失真与 V_{OCM} 的关系

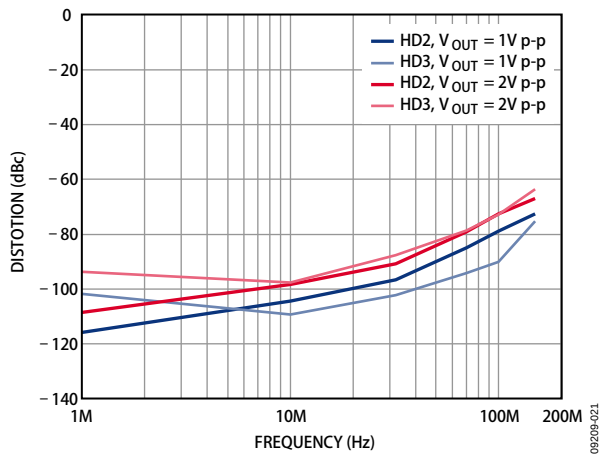


图21. $V_S = 3.3\text{ V}$ 时失真与 V_{OUT} 的关系

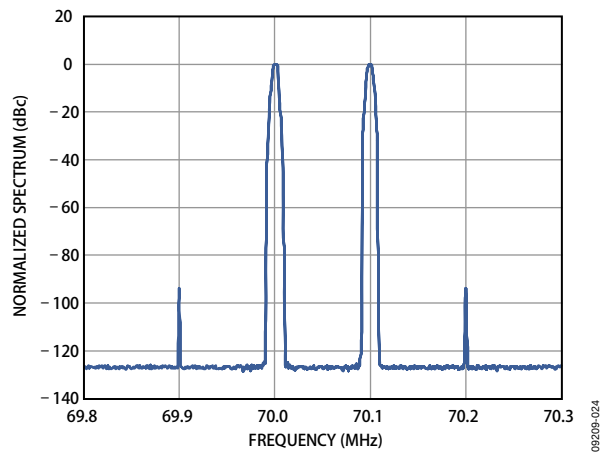


图24. 70 MHz 交调失真

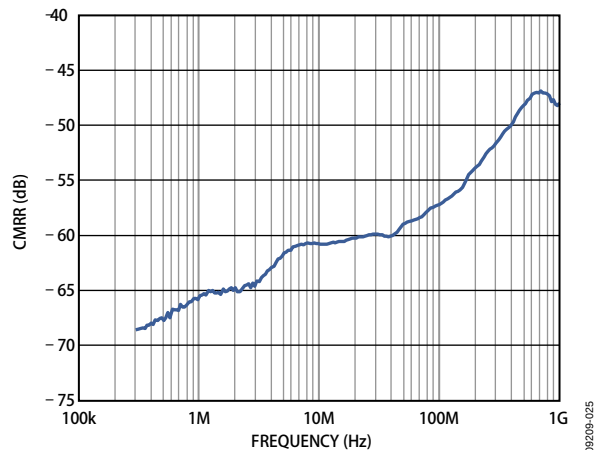


图25. CMRR与频率的关系, $R_L = 200 \Omega$

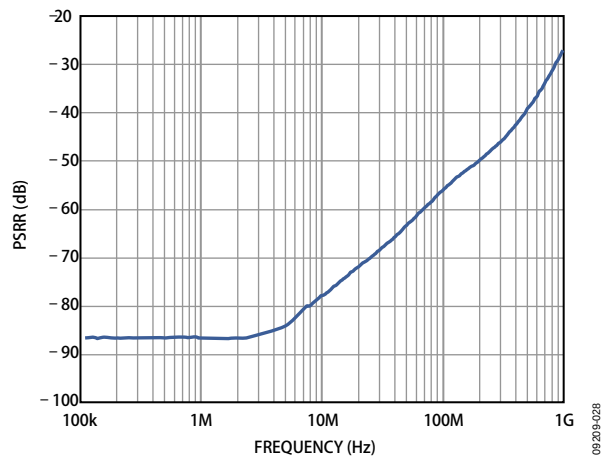


图28. PSRR与频率的关系, $R_L = 200 \Omega$

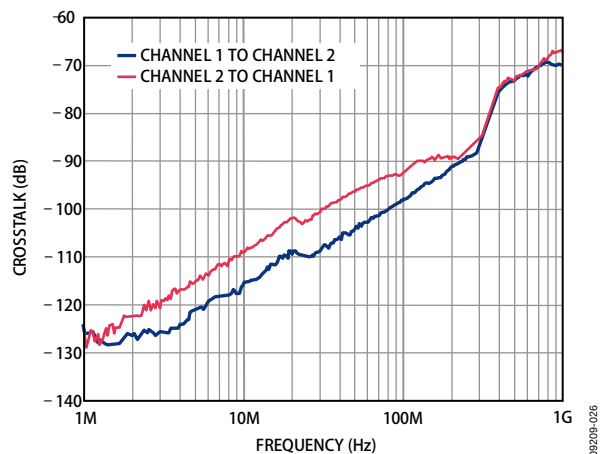


图26. 串扰与频率的关系, $R_L = 200 \Omega$

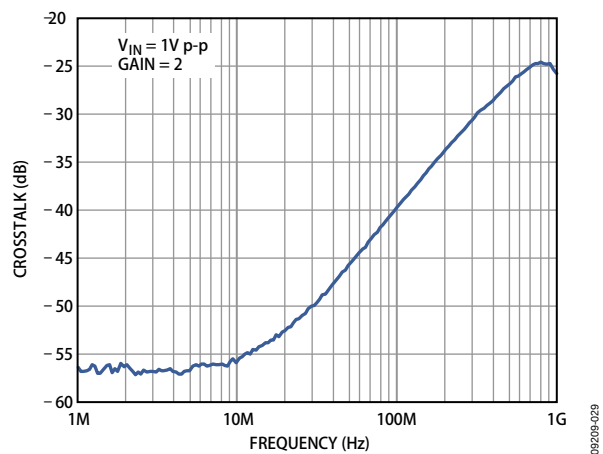


图29. 输出平衡与频率的关系, $R_L = 200 \Omega$

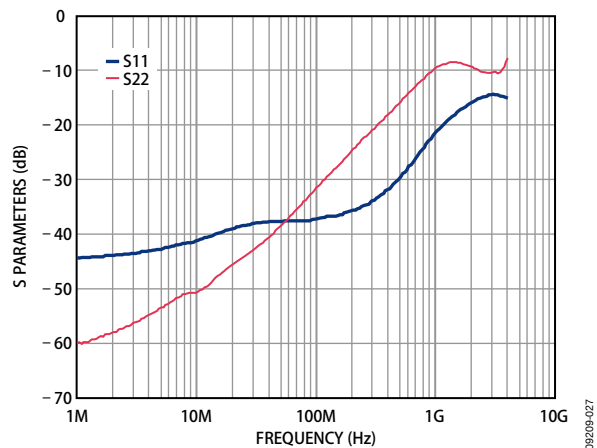


图27. S_{11} , S_{22} , $R_L = 200 \Omega$

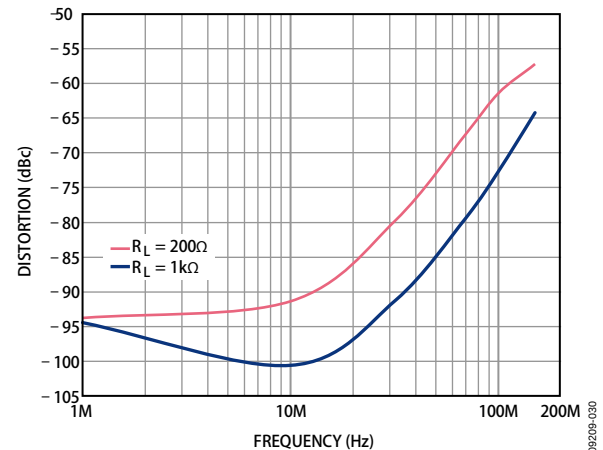


图30. SFDR

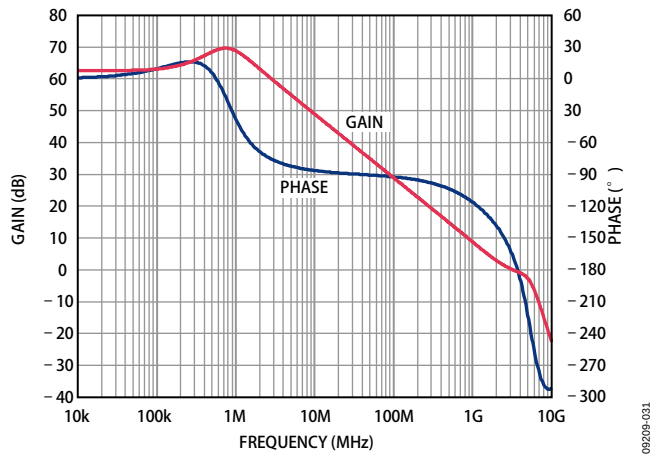


图31. 开环增益和相位

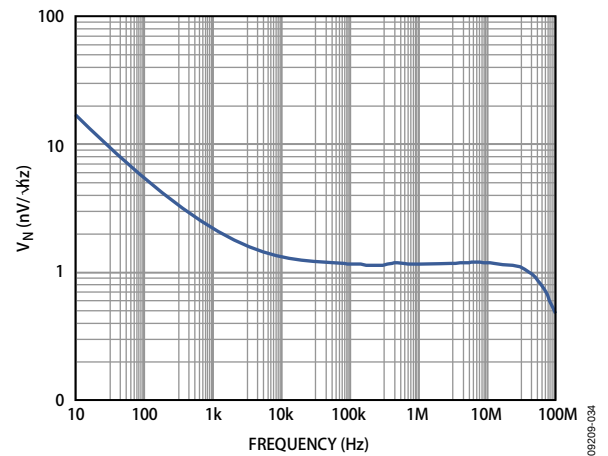


图34. 电压噪声频谱密度

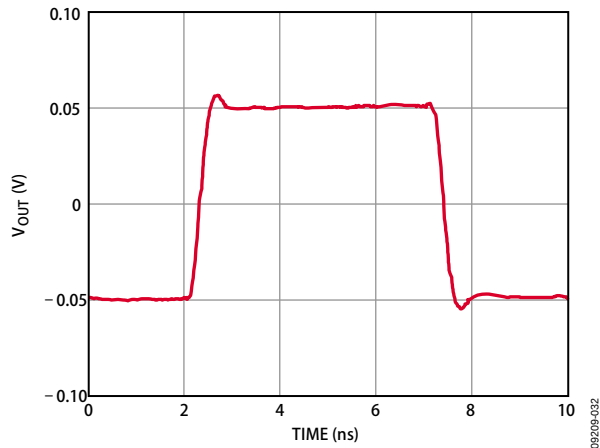


图32. 小信号脉冲响应

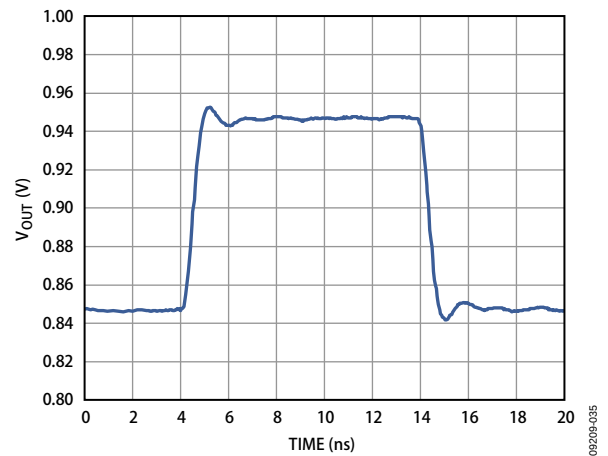


图35. 小信号 V_{OCM} 脉冲响应

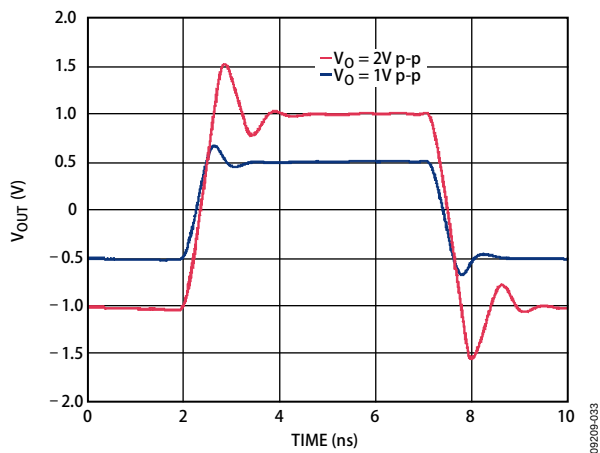


图33. 大信号脉冲响应

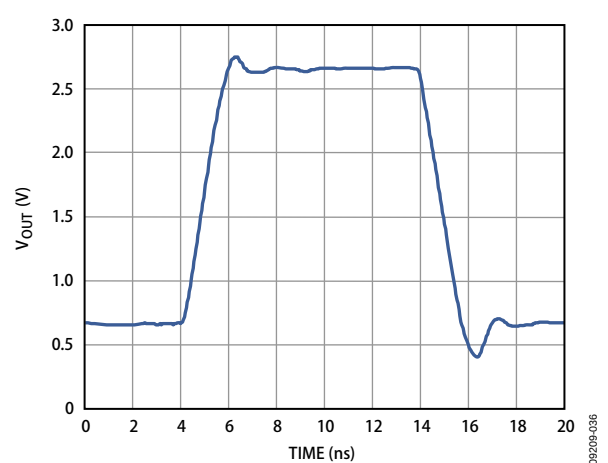


图36. 大信号 V_{OCM} 脉冲响应

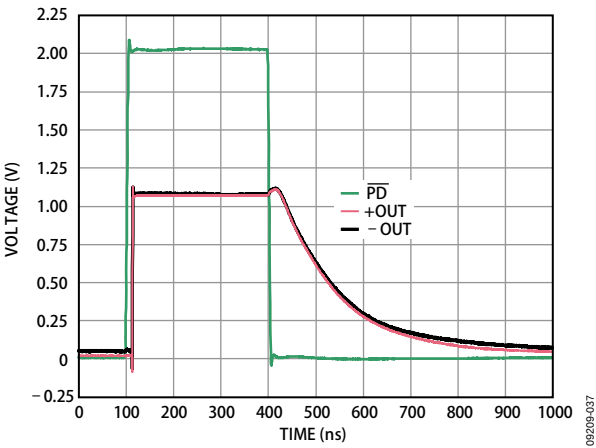


图37. $\overline{PD}$ 响应与时间的关系

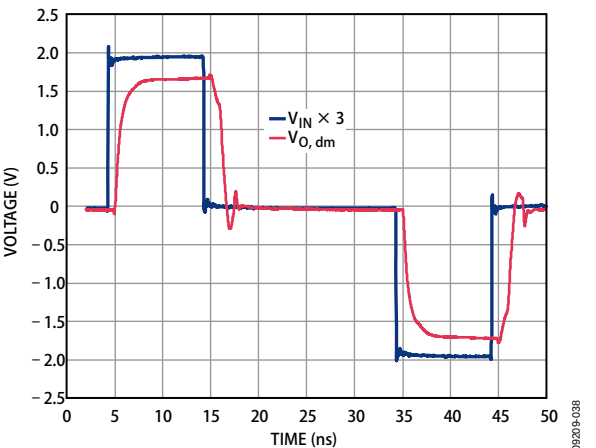


图38. $V_{o, dm}$ 过驱恢复

测试电路

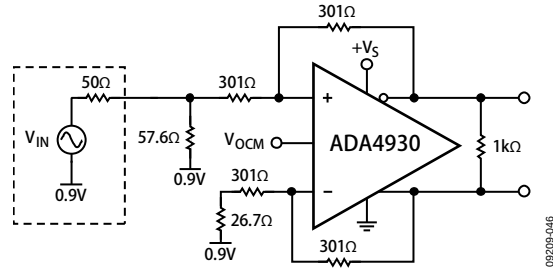


图39. 等效基本测试电路

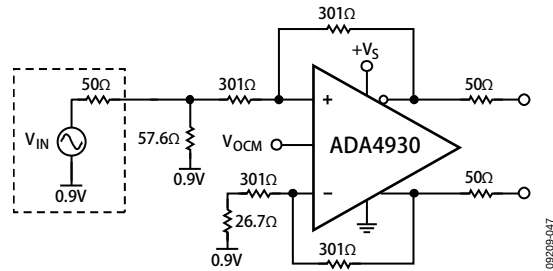


图40. 输出平衡的测试电路

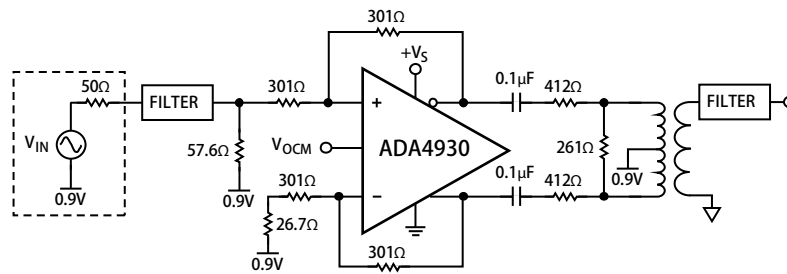


图41. 失真测量的测试电路

工作描述

术语定义

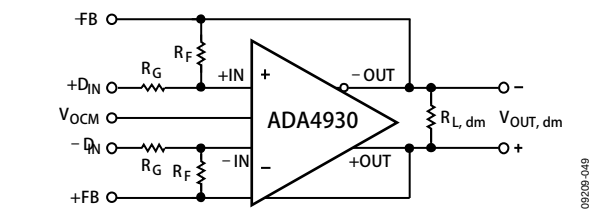


图42. 电路定义

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引脚相对于同一基准电压的电压。

共模电压

共模电压指两个节点电压的平均值。输出共模电压定义为

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

平衡

输出平衡量度差分信号幅度相等和相位相反的程度。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39)。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。

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

工作原理

ADA4930-1/ADA4930-2与常规运算放大器不同，有两个电压反向的输出和一个附加输入 V_{OCM} 。与运算放大器类似，这两款器件通过高开环增益和负反馈强制这些输出达到所期望的电压。ADA4930-1/ADA4930-2很像标准电压反馈型运算放大器，支持单端到差分转换、共模电平转换和差分信号放大。与运算放大器类似，ADA4930-1/ADA4930-2具有高输入阻抗和低输出阻抗。

两个反馈环路控制差分 and 共模输出电压。外部电阻设定的差分反馈控制差分输出电压。共模反馈控制共模输出电压。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。**内部共模反馈环路迫使输出共模电压等于 V_{OCM} 输入端的电压。**

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，无需紧密匹配的外部元件。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° 。

应用电路分析

ADA4930-1/ADA4930-2使用高开环增益和负反馈来强制设定其差分 and 共模输出电压，使差分 and 共模误差电压降到最低。差分误差电压定义为差分输入+IN和-IN之间的电压（见图42）。在多数应用中，可以假设此电压为0。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0。从这两个假设出发，可以任意分析任何应用电路。

设置闭环增益

图42所示电路的差模增益由下式决定：

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

其中每一侧的增益和反馈电阻 R_G 和 R_F 相等。

估算输出噪声电压

ADA4930-1/ADA4930-2的差分输出噪声可以用图43中的噪声模型估算。折合到输入端的噪声电压密度 v_{nIN} 以差分建模，噪声电流 i_{nIN-} 和 i_{nIN+} 出现在每个输入与地之间。

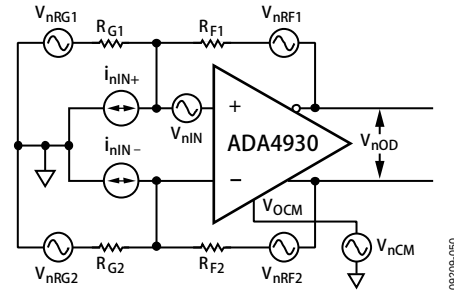


图43. 噪声模型

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。

v_{nIN} 对应的输出电压为 v_{nIN} 乘以噪声增益 G_N 。

电路噪声增益为

$$G_N = \frac{2}{(\beta_1 + \beta_2)}$$

其中反馈因子是 $\beta_1 = \frac{R_{G1}}{R_{F1} + R_{G1}}$ and $\beta_2 = \frac{R_{G2}}{R_{F2} + R_{G2}}$ 。

当反馈因子匹配时， $R_{F1}/R_{G1} = R_{F2}/R_{G2}$ ， $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ ，噪声增益为 $G_N = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_F}{R_G}$ 。

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 v_{nCM} 产生的输出噪声是共模的，而 V_{OCM} 产生的输出噪声为0。

四个电阻每个产生 $(4kTR_{xx})^{1/2}$ 的噪声。来自反馈电阻的噪声直接出现在输出端，来自增益电阻的噪声乘以 R_F/R_G 后出现在输出端。

总差分输出噪声密度 v_{nOD} 是各输出噪声项的方和根。

$$v_{nOD} = \sqrt{\sum_{i=1}^8 (v_{nODi})^2}$$

ADA4930-1/ADA4930-2

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	输出倍增因子	差分输出噪声电压密度项
差分输入	V_{nIN}	V_{nIN}	G_N	$V_{nOD1} = G_N(V_{nIN})$
反相输入	i_{nIN+}	$i_{nIN+} \times (R_{F2})$	1	$V_{nOD2} = (i_{nIN+})(R_{F2})$
同相输入	i_{nIN-}	$i_{nIN-} \times (R_{F1})$	1	$V_{nOD3} = (i_{nIN-})(R_{F1})$
$V_{OCM}V_{OCM}$ 输入	V_{nCM}	V_{nCM}	0	$V_{nOD4} = 0$
增益电阻 R_{G1}	V_{nRG1}	$(4kTR_{G1})^{1/2}$	R_{F1}/R_{G1}	$V_{nOD5} = (R_{F1}/R_{G1})(4kTR_{G1})^{1/2}$
增益电阻 R_{G2}	V_{nRG2}	$(4kTR_{G2})^{1/2}$	R_{F2}/R_{G2}	$V_{nOD6} = (R_{F2}/R_{G2})(4kTR_{G2})^{1/2}$
反馈电阻 R_{F1}	V_{nRF1}	$(4kTR_{F1})^{1/2}$	1	$V_{nOD7} = (4kTR_{F1})^{1/2}$
反馈电阻 R_{F2}	V_{nRF2}	$(4kTR_{F2})^{1/2}$	1	$V_{nOD8} = (4kTR_{F2})^{1/2}$

表12. 差分输入、直流耦合， $V_s = 5\text{ V}$

标称增益(dB)	$R_{F1}, R_{F2} (\Omega)$	$R_{G1}, R_{G2} (\Omega)$	$R_{IN, dm} (\Omega)$	差分输出噪声密度(nV/√Hz)
0	301	301	602	4.9
6	301	150	300	6.2
10	301	95.3	190.6	7.8
14	301	60.4	120.4	10.1

表13. 以地为参考的单端输入、直流耦合， $R_s = 50\ \Omega$ ， $V_s = 5\text{ V}$

标称增益(dB)	$R_{F1}, R_{F2} (\Omega)$	$R_{G1} (\Omega)$	$R_T (\Omega)$	$R_{IN, cm} (\Omega)$	$R_{G2} (\Omega)^1$	差分输出噪声密度(nV/√Hz)
0	301	142	64.2	190.67	170	5.9
6	301	63.4	84.5	95.06	95	7.8
10	301	33.2	1 k	53.54	69.3	9.3
14	301	10.2	1.15 k	17.5	57.7	10.4

¹ $R_{G2} = R_{G1} + (R_s || R_T)$.

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。

表12和表13列出了几个平衡及非平衡输入配置常用的增益设置、相关电阻值、输入阻抗和输出噪声密度。

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 $\beta_1 = \beta_2$ 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 $\beta_1 = 0.5$ ， $\beta_2 = 0.25$ ，则从 V_{OCM} 到 $V_{O, dm}$ 的增益为0.67。如果 V_{OCM} 引脚设为0.9 V，输出就会出现 $(0.9\text{ V})(0.67) = 0.6\text{ V}$ 的差分失调电压。差分输出噪声贡献为 $(5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})(0.67) = 3.35\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。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)，0.9 V V_{OCM} 输入会产生9 mV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。

输入共模电压范围

对于 $V_s = 3.3\text{ V}$ ，在ADA4930-1/ADA4930-2求和节点的输入共模范围是0.3 V至1.5 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。

R_G最小值

由于ADA4930-1/ADA4930-2的带宽宽，单位增益下的R_G值必须大于或等于301 Ω，以便在放大器前端提供充分阻尼。在端接情形下，R_G包括源端接和负载端接的戴维宁电阻。

设置输出共模电压

ADA4930-1/ADA4930-2的V_{OCM}引脚通过内部分压器偏置到高于-V_S的总电源电压的3/10。V_{OCM}引脚的输入阻抗为8.4 kΩ。使用该内部偏置时，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100 Ω。技术规格部分列出的输出共模失调假设V_{OCM}输入由一个低阻抗电压源驱动。

也可以将V_{OCM}输入连接到ADC的共模电压(V_{CM})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 kΩ。如果多个ADA4930-1/ADA4930-2器件共用一个基准输出，建议使用缓冲器。

计算应用电路的输入阻抗

有效输入阻抗取决于信号源是单端还是差分的。对于平衡差分输入信号(如图44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} = 2 × R_G。

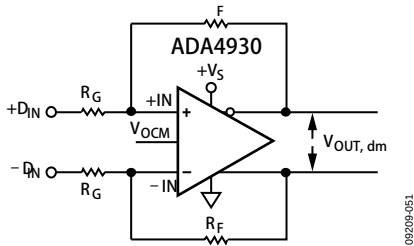


图44. 针对平衡(差分)输入的ADA4930-1/ADA4930-2配置

对于非平衡单端输入信号(见图45)，输入阻抗为

$$R_{IN, SE} = R_{G1} \frac{\beta 1 + \beta 2}{\beta 1 (\beta 2 + 1)}$$

其中：

$$\beta 1 = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{F1}}$$

$$\beta 2 = \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{F2}}$$

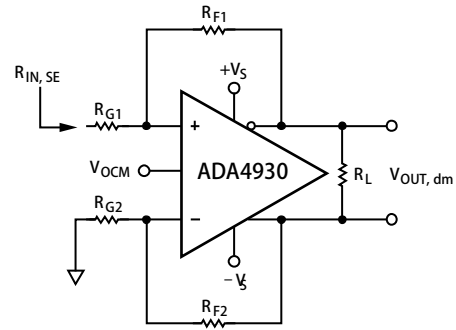


图45. 非平衡(单端)输入的ADA4930-1/ADA4930-2

对于R_{G1} = R_{G2} = R_G和R_{F1} = R_{F2} = R_F的平衡系统，等式可简化为：

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

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_{G1}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R_{F2}和R_{G2}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R_{G1}上的有效电压，部分增高R_{G1}。

ADA4930-1/ADA4930-2

单端输入的端接

本节说明将单端输入正确端接至ADA4930-1/ADA4930-2的五个步骤。假设系统增益为1， $R_{F1} = R_{F2} = 301\ \Omega$ ，输入源具有2 V p-p的开路输出电压，源电阻为50 Ω 。图46显示的便是这种电路。

1. 计算输入阻抗。

$$\beta_1 = \beta_2 = 301/602 = 0.5 \text{ and } R_{IN} = 401.333\ \Omega$$

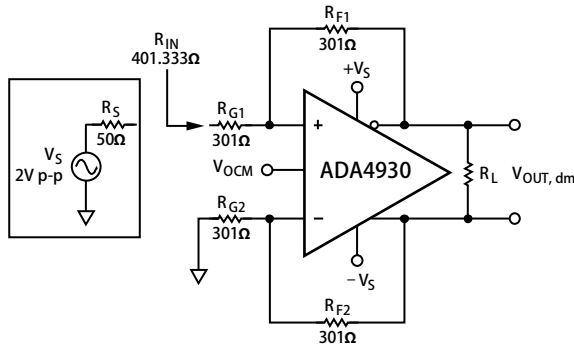


图46. 单端输入阻抗 R_{IN}

2. 添加端接电阻， R_T 。为匹配50 Ω 源电阻，添加 R_T 。由于 $R_T || 401.33\ \Omega = 50\ \Omega$ ， $R_T = 57.116\ \Omega$ 。

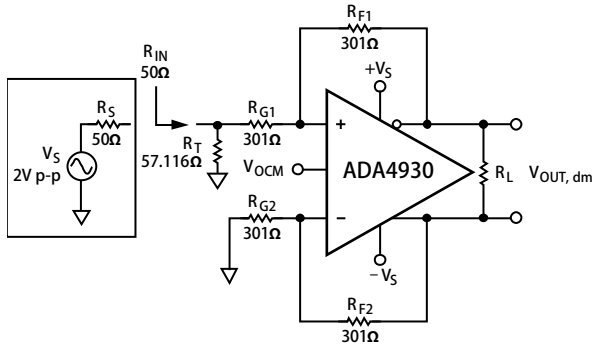


图47. 添加端接电阻 R_T

3. 将源端接电阻组合替换为戴维宁等效器件。源电阻 R_S 和端接电阻 R_T 的戴维宁等效值为 $R_{TH} = R_S || R_T = 26.66\ \Omega$ 。源电压的戴维宁等效值为

$$V_{TH} = V_S \frac{R_T}{R_S + R_T} = 1.066\ \text{V p-p}$$



图48. 戴维宁等效电路

4. 设 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 以保持系统平衡。补偿由 R_{TH} 引起的不平衡。有如下两种补偿方法：

- 将 R_{TH} 添加至 R_{G2} ，以保持增益电阻平衡，将 R_{F1} 和 R_{F2} 增加至 $R_F = \text{增益}(R_G + R_{TH})$ ，以保持系统增益。
- 将 R_{G2} 降低至 $R_{G2} =$ 以保持系统增益，以及将 R_{G1} 降低至 $(R_{G2} - R_{TH})$ 以保持增益电阻平衡。

第一种补偿方法用于Diff Amp Calculator™工具。使用第二种补偿方法时， $R_{G2} = 160.498\ \Omega$ 和 $R_{G1} = 160.498 - 26.66 = 133.837\ \Omega$ 。经过修改的电路如图49所示。

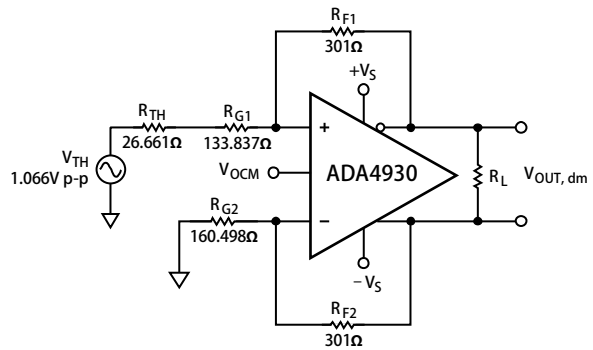


图49. 具有匹配增益电阻的戴维宁等效器件

图49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。

5. 经过修改的增益电阻 R_{G1} 改变输入阻抗。使用来自上一迭代的修改值 R_{G1} 重复第1至第4步数次，直至 R_T 值与上一迭代相同。三次额外迭代后， R_{G1} 变化小于0.1%。图50显示了具有最接近0.5%电阻值的最终电路。

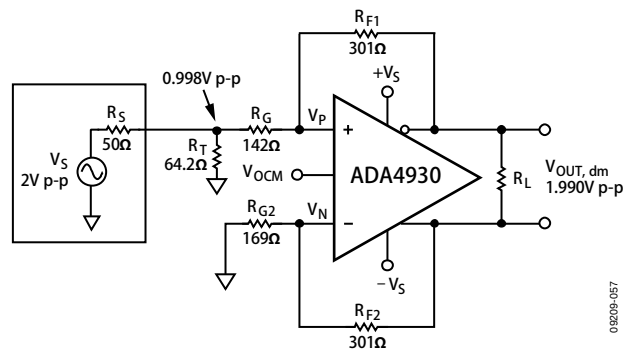


图50. 端接的单端转差分系统， $G = 1$

端接单电源应用中的单端输入

当图50的应用电路为单电源供电时，放大器输入端的共模电压 V_P 和 V_N 可能必须升高，以符合额定输入共模范围。有两种方法：电源的直流偏置，如图51所示，或者在每个输入与电源间连接电阻 R_{CM} ，如图54所示。

使用直流偏置源执行输入共模调整

使用 $V_{CM} = 1\text{ V}$ 驱动 1.8 V ADC时， 3.3 V 单电源可将ADA4930-1/ADA4930-2的功耗降至最低。图51所示的电路为图50的应用电路，但本电路采用 3.3 V 单电源，而且电源添加了直流偏置。

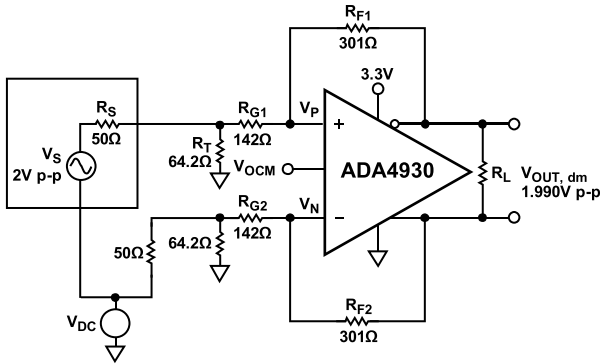


图51. 单电源、端接的单端转差分系统， $G = 1$

要决定必需的最低直流偏置，必须执行下列步骤：

1. 将端接输入转换为戴维宁等效器件，如图52的电路所示。

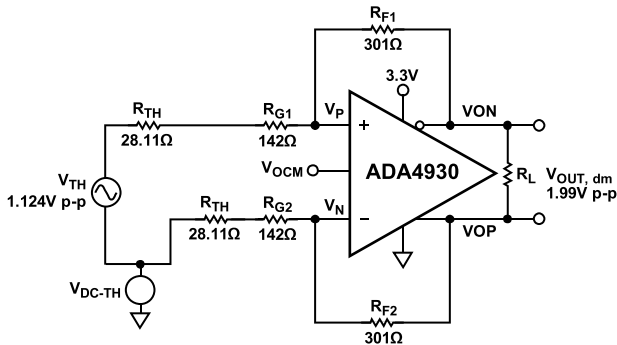


图52. 单电源应用电路的戴维宁等效器件

2. 写出 V_P 或 V_N 的节点公式。

$$V_P = V_{TH} + V_{DC-TH} + \frac{301}{301 + 142 + 28.11} (V_{ON} - V_{TH} - V_{DC-TH})$$

$$V_N = V_{DC-TH} + \frac{301}{301 + 142 + 28.11} V_{OP}$$

请记住，当ADA4930-1/ADA4930-2在其线性区域工作时， V_P 和 V_N 相等。因此，第2步的两个公式结果相等。

3. 要在 $V_S = 3.3\text{ V}$ 下达到 0.3 V 的最低额定输入共模电压要求，请将 V_P 和 V_N 最小值设置为 0.3 V 。
4. 请记住，当 V_{OP} 和 V_S 处于最小值时， V_P 和 V_N 也处于最小值（因此 V_{ON} 处于最大值）。

设

$$V_{P\min} = V_{N\min} = 0.3\text{ V}, V_{OCM} = V_{CM} = 1\text{ V}, V_{TH\min} = -V_{TH}/2$$

$$V_{ON\max} = V_{OCM} + V_{OUT,dm}/4 \text{ and } V_{OP\min} = V_{OCM} - V_{OUT,dm}/4$$

将条件代入 V_P 的节点公式，求解 V_{DC-TH}

$$0.3 = -1.124/2 + V_{DC-TH} + 0.361 \times (1 + 1.99/4 = 1.124/2 - V_{DC-TH})$$

$$0.3 + 0.562 - 0.361 - 0.18 - 0.203 = 0.639 V_{DC-TH}$$

$$V_{DC-TH} = 0.186\text{ V}$$

或者

将条件代入 V_N 的节点公式，解 V_{DC-TH}

$$0.3 = V_{DC-TH} + 0.361 \times (1 - 1.99/4 = 1.124/2 - V_{DC-TH})$$

$$0.3 - 0.361 + 0.18 = 0.639 \times V_{DC-TH}$$

$$V_{DC-TH} = 0.186\text{ V}$$

5. 从戴维宁等效值转换 V_{DC-TH} ，得出

$$V_{DC} = \frac{R_S + R_{TH}}{R_{TH}} \times 0.186 = 0.33\text{ V}$$

最终应用电路如图53所示。当源信号是幅度为 2 V p-p 的双极性信号且 V_{OCM} 为 1 V 时，输入端 0.33 V 的额外直流偏置可确保符合最低输入共模要求。

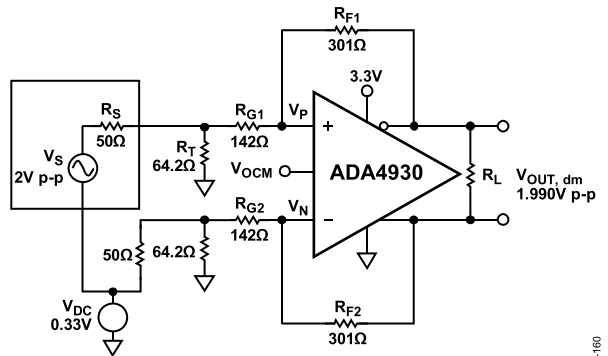


图53. 具有直流源偏置的单电源应用电路

ADA4930-1/ADA4930-2

使用电阻执行输入共模调整

图54的电路显示了偏置放大器输入的另一种方法，这种方法可不用直流源。

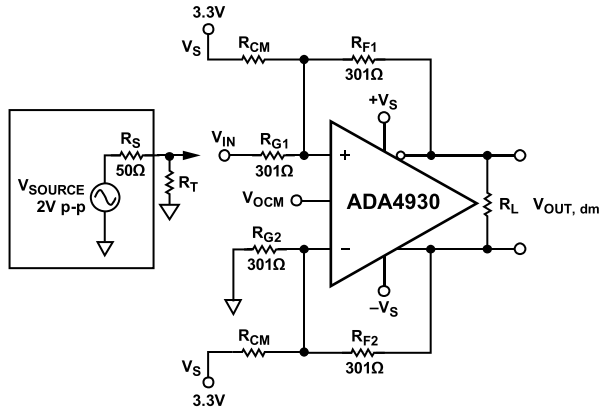


图54. 使用电阻的单电源偏置方案

定义 $\beta_1 = R_P/R_{F1}$ 且 $\beta_2 = R_N/R_{F2}$ ，其中 $R_P = R_{G1} \parallel R_{CM} \parallel R_{F1}$ 且 $R_N = R_{G2} \parallel R_{CM} \parallel R_{F2}$ 。

设 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 以保持系统平衡，如图所示。

写出 V_P 的节点公式，求解 V_P

$$V_P = \frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \left(\frac{R_F}{R_{G1}} V_{IN} + 2V_{OCM} + V_S \frac{2R_F}{R_{CM}} \right)$$

确定 V_{Pmin} 。这是技术规格部分列出的最低输入共模电压。

对于3.3 V电源， $V_{Pmin} = 0.3 \text{ V}$ 。

确定源输出端的最低输入电压 V_{INmin} 。请记住，正确端接后，源电压为开路值的 $1/2$ 。因此， $V_{INmin} = -0.5 \text{ V}$ 。

针对 R_{CM} 重新整理 V_P 公式

$$\frac{1}{R_{CM}} = \frac{1}{2V_S R_F} \left(\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 \beta_2} V_{Pmin} - \frac{R_F}{R_{G1}} V_{INmin} - 2V_{OCM} \right)$$

计算下列值：

1. β_1 和 β_2 。对于图54所示的电路， $\beta_1 = 0.5$ 和 $\beta_2 = 0.5$ 。
2. R_{CM} ，当 $V_{Pmin} = 0.3 \text{ V}$ 和 $V_{INmin} = -0.5 \text{ V}$ 时。 $R_{CM} = 9933 \Omega$ 。
3. β_1 和 β_2 的新值。 $\beta_1 = 0.4925$ ， $\beta_2 = 0.4925$ 。
4. 输入阻抗如下：

$$R_{IN-SE} = R_{G1} \left(\frac{1}{1 - \frac{V_P}{V_{INP}}} \right) = R_{G1} \left(\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 + \beta_2 - \frac{R_{F1}}{R_{G1}} \beta_1 \beta_2} \right)$$

$$R_{IN-SE} = 399.35 \Omega。$$

5. R_T 、 R_{TH} 和 V_{TH} 。 $R_T = 57.16 \Omega$ ， $R_{TH} = 26.67 \Omega$ ，且 $V_{TH} = 1.067 \text{ V}$ 。
6. R_{G1} 和 R_{G2} 的新值。 $R_{G2} = 160.55 \Omega$ 和 $R_{G1} = 133.88 \Omega$ 。
7. β_1 和 β_2 的新值。 $\beta_1 = 0.284$ ， $\beta_2 = 0.317$ 。
8. R_{CM} 的新值。 $R_{CM} = 4759.63 \Omega$ 。
9. 重复第3至第8步，直至 R_{G1} 和 R_{G2} 值随迭代保持恒定。四次迭代后，最终电路如图55所示。

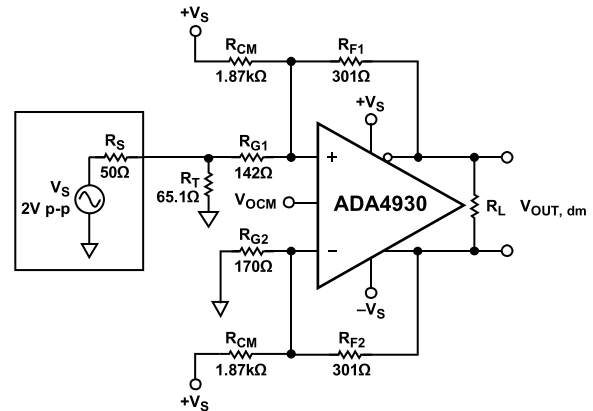


图55. 具有偏置电阻的单电源、单端输入系统

布局布线、接地和旁路

ADA4930-1/ADA4930-2是高速器件。要实现其优异的性能，必须注意高速PCB设计的细节。

第一个要求是采用具有优质性能的接地和电源层的多层PCB，尽可能覆盖所有的电路板面积。

将各电源引脚直接旁路到附近的接地层，旁路电容应尽可能靠近器件。使用0.1 μF 高频陶瓷芯片电容。

在各电源引脚与地之间连接10 μF 钽电容，以提供低频大容量旁路。

杂散传输线路电容与封装寄生可能会在高频时构成谐振电路，导致过大的增益峰化或振荡。

信号布线应短而直，避免寄生效应。互补信号的布局应对称，使平衡性能最佳。

使用射频传输线路将驱动器和接收器连接到放大器。

清除输入/输出引脚附近的接地和低阻抗层，使杂散电容最小(见图56)。

如果驱动器/接收器大于放大器波长的1/8，则信号走线宽度应保持最小。这种非传输线路配置要求清除信号线路下方和附近的接地和低阻抗层。

裸露散热焊盘与放大器的接地引脚内部相连。将该焊盘焊接至PCB的低阻抗接地层可确保达到额定的电气性能，并可提供散热功能。为进一步降低热阻，建议利用过孔将焊盘下方所有层上的接地层连在一起。

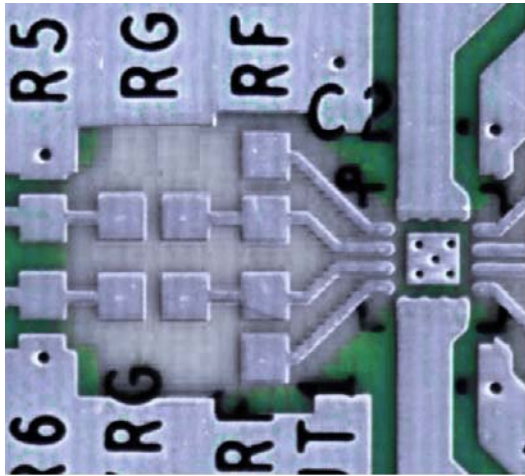


图56. ADA4930-1 R_5 和 R_6 附近的接地和电源层的露空

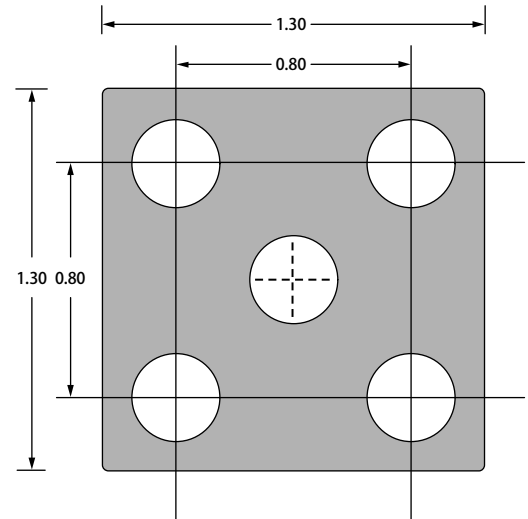


图57. 推荐的PCB热焊盘尺寸(毫米)

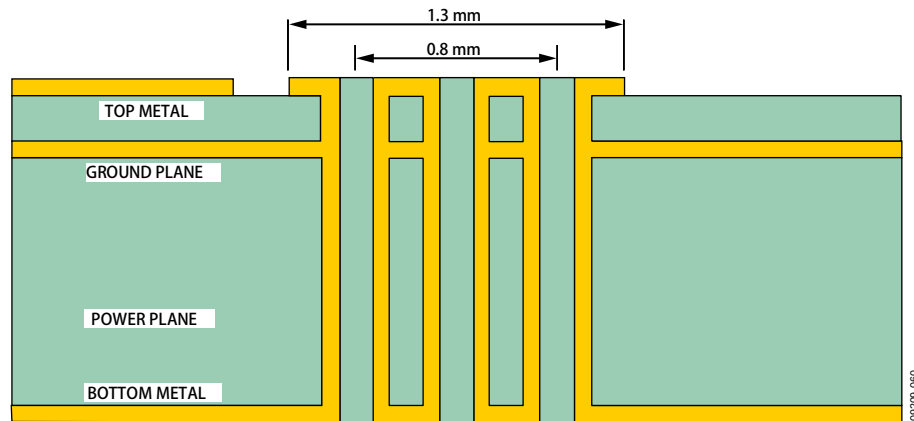


图58. 4层PCB横截面：散热过孔连接到底下的接地层(尺寸单位：毫米)

高性能ADC驱动

ADA4930-1/ADA4930-2在3.3 V单电源应用中提供极佳性能。

图59所示电路是驱动14位、80 MSPS ADC AD9255的ADA4930-1示例，采用1.8 V单电源工作。ADC以差分方式驱动时可优化性能，从而充分利用1.8 V电源提供的信号摆幅。ADA4930-1执行单端转差分转换、共模电平转换和驱动信号的缓冲。

ADA4930-1配置为单端输入至差分输出，增益为2 V/V。84.5 Ω 端接电阻与95.1 Ω 的单端输入阻抗并联，为信号源提供50 Ω 端接电阻。反相输入端附加的31.6 Ω (总共95 Ω)电阻可平衡50 Ω 信号源与驱动同相输入的端接电阻的并联阻抗。

V_{OCM} 引脚连接到AD9255的VCM输出，并将ADA4930-1的输出共模设置为1 V。

请注意，必须给信号源添加直流偏置，并给反相侧上的增益电阻添加戴维宁等效器件，以确保ADA4930-1输入始终保持在额定最低输入共模电压或更高电压。

信号源的0.5 V直流偏置和反相输入端增益电阻的0.314 V直流偏置将ADA4930-1的输入设置为大约0.48 V dc。在输入端的1 V p-p最大信号摆幅下，ADA4930-1的输入在0.36 V和0.6 V间摆动。

对于1 V共模电压，每个ADA4930-1输出在0.501 V和1.498 V间摆动，提供1.994 V p-p差分输出。

ADA4930-1和AD9255间的三阶、40 MHz、低通滤波器可降低放大器的噪音带宽，并将驱动器输出与ADC输入隔离开。

图60所示电路为用 $\frac{1}{2}$ ADA4930-2驱动 $\frac{1}{2}$ AD9640。AD9640为14位、80 MSPS的ADC。采用1.8 V单电源工作。ADC以差分方式驱动时可优化性能，从而充分利用1.8 V电源提供的信号摆幅。ADA4930-2执行单端转差分转换、共模电平转换和驱动信号的缓冲。

ADA4930-2配置为单端输入至差分输出，增益为2 V/V。88.5 Ω 端接电阻与114.75 Ω 的单端输入阻抗并联，为信号源提供50 Ω 端接电阻。反相输入端被提高了的增益电阻可平衡50 Ω 源电阻与驱动同相输入的端接电阻。

V_{OCM} 引脚连接到AD9640的CML输出，并将ADA4930-2的输出共模设置为1 V。

每个输入与3.3 V电源间的739 Ω 电阻提供必要的直流偏置，以保证符合ADA4930-2的输入共模范围。

对于1 V共模电压，每个ADA4930-2输出在0.501 V和1.498 V间摆动，提供1.994 V p-p差分输出。

ADA4930-2和AD9640间的三阶、40 MHz、低通滤波器可降低放大器的噪音带宽，并将驱动器输出与ADC输入隔离开。

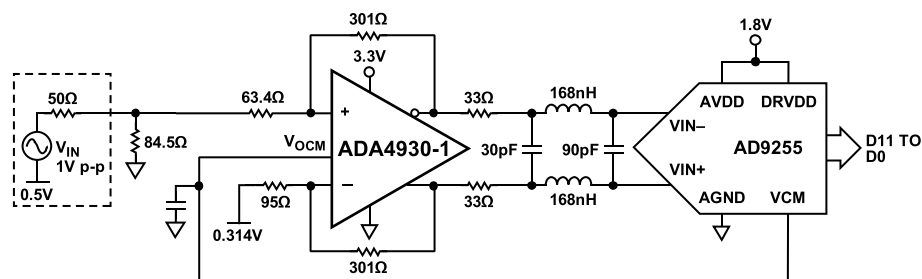


图59. 驱动14位、80 MSPS ADC AD9255

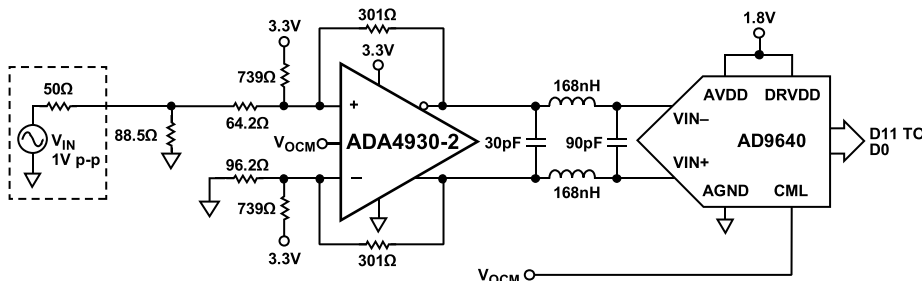
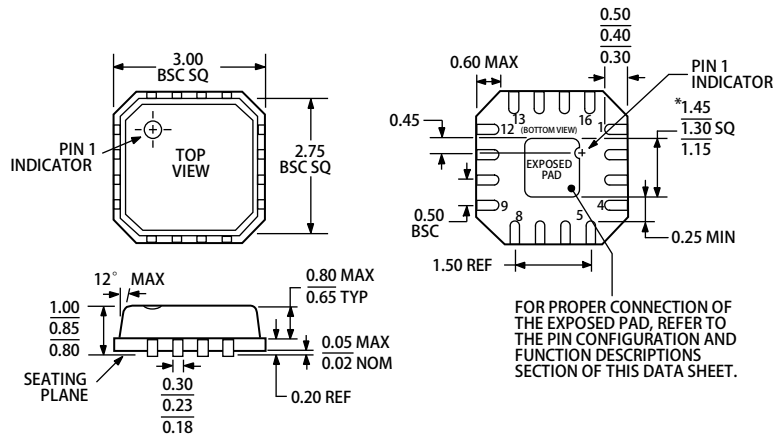


图60. 驱动14位、80 MSPS ADC AD9640

外形尺寸



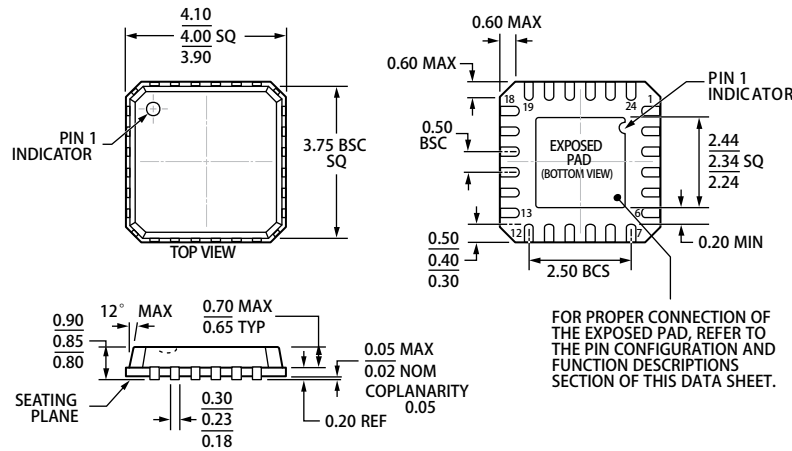
*COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-VEED-2
EXCEPT FOR EXPOSED PAD DIMENSION.

图61. 16引脚|脚架构芯片级封装[LFCSP_VQ]

3 mm × 3 mm, 超薄体

(CP-16-2)

图示尺寸单位: mm



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-VGGD-8

图62. 24引脚|脚架构芯片级封装[LFCSP_VQ]

4 mm × 4 mm, 超薄体

(CP-24-13)

图示尺寸单位: mm

订购指南

型号 ¹	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量	标识
ADA4930-1YCPZ-R2	-40℃ 至 +105℃	16引脚 LFCSP_VQ	CP-16-2	250	H1G
ADA4930-1YCPZ-RL	-40℃ 至 +105℃	16引脚 LFCSP_VQ	CP-16-2	5,000	H1G
ADA4930-1YCPZ-R7	-40℃ 至 +105℃	16引脚 LFCSP_VQ	CP-16-2	1,500	H1G
ADA4930-1YCP-EBZ		评估板			
ADA4930-2YCPZ-R2	-40℃ 至 +105℃	24引脚 LFCSP_VQ	CP-24-13	250	
ADA4930-2YCPZ-RL	-40℃ 至 +105℃	24引脚 LFCSP_VQ	CP-24-13	5,000	
ADA4930-2YCPZ-R7	-40℃ 至 +105℃	24引脚 LFCSP_VQ	CP-24-13	1,500	
ADA4930-2YCP-EBZ		评估板			

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。

注释

注释

注释