

产品特性

通过设计保证210°C的工作温度

低噪声

输入噪声: 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

输出噪声: 45 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

高共模抑制比(CMRR)

CMRR: 126 dB(最小值, $G = 100$)

CMRR: 80 dB(5 kHz, 最小值, $G = 1$)

出色的交流特性

带宽: 15 MHz ($G = 1$)

带宽: 1.2 MHz ($G = 100$)

压摆率: 22 V/ μs

总谐波失真(THD): -130 dBc (1 kHz, $G = 1$)

通用性

$\pm 4\text{ V}$ 至 $\pm 17\text{ V}$ 双电源供电

增益通过单个电阻设置($G = 1$ 至1000)

额定温度范围

-40°C至+210°C, SBDIP封装

-40°C至+175°C, SOIC封装

应用

井下仪器仪表

恶劣环境下的数据采集

废气测量

振动分析

概述

AD8229是一款超低噪声仪表放大器, 设计用于在大共模电压和高温下测量小信号。

AD8229专门针对高温工作环境而设计, 采用介质隔离工艺来防止高温时产生漏电流。所选择的设计架构可补偿高温下的低 V_{BE} 电压。

AD8229擅长测量微小信号, 可提供业界先进的1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 输入噪声性能。AD8229具有高共模抑制比(CMRR), 可防止干扰信号破坏数据采集。CMRR随着增益提高而提高, 能够在最需要的时候提供高抑制性能。

AD8229是目前最快的仪表放大器之一。采用电流反馈型架构, 能够在高增益时提供高带宽, 比如, $G = 100$ 时, 带

功能框图

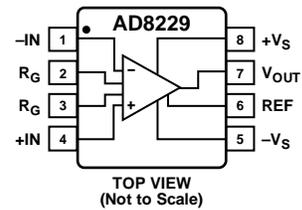


图1.

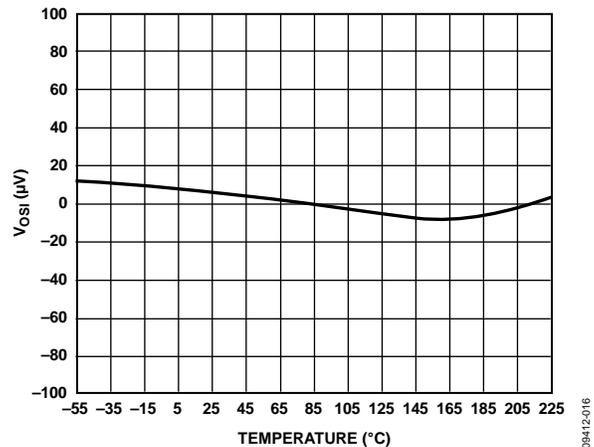


图2. 典型输入失调与温度的关系($G = 100$)

宽为1.2 MHz。该架构设计中还包括用于改善输入瞬变信号的建立时间的电路。AD8229具有出色的失真性能, 能够用在振动分析等要求苛刻的应用中。

增益通过单个电阻设置, 增益范围为1至1000。用户可以利用参考引脚使输出电压偏移。与模数转换器接口时, 此特性会很有用。

对于大多数要求严苛的应用, AD8229提供8引脚侧面钎焊陶瓷双列直插式封装(SBDIP)。对于空间受限的应用, AD8229提供8引脚塑料标准小型封装(SOIC)。

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 ©2011–2012 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	工作原理.....	17
应用.....	1	架构.....	17
功能框图.....	1	增益选择.....	17
概述.....	1	基准引脚.....	17
修订历史.....	2	输入电压范围.....	18
规格.....	3	布局.....	18
绝对最大额定值.....	6	输入偏置电流回路.....	19
预测寿命与工作温度的关系.....	6	输入保护.....	19
热阻.....	6	射频干扰(RFI).....	19
ESD警告.....	6	输入级噪声计算.....	20
引脚配置和功能描述.....	7	外形尺寸.....	21
典型工作特性.....	8	订购指南.....	21

修订历史

2012年2月—修订版A至修订版B

增加8引脚SOIC封装.....	通篇
更改特性和概述部分.....	1
更改表1.....	3
更改表2、热阻部分和表3.....	6
更新外形尺寸.....	21
更改订购指南.....	21

2011年9月—修订版0至修订版A

更改特性和概述部分.....	1
更改表2.....	6
增加预测寿命与工作温度的关系部分和图3；重新排序.....	6
更改图18和图19.....	10
修改图24至图28.....	11
更改图29和图30.....	12
更改图48.....	15
更改图56.....	17
更改电源部分.....	18

2011年1月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明, $+V_S = 15\text{ V}$, $-V_S = -15\text{ V}$, $V_{\text{REF}} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 。

表1.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
共模抑制比(CMRR)					
DC至60 Hz的CMRR, 1 k Ω 非均衡信号源	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$				
$G = 1$		86			dB
温度漂移	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$			300	nV/V/ $^\circ\text{C}$
$G = 10$		106			dB
温度漂移	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$			30	nV/V/ $^\circ\text{C}$
$G = 100$		126			dB
温度漂移	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$			3	nV/V/ $^\circ\text{C}$
$G = 1000$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$	134			dB
5 kHz时的CMRR	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$				
$G = 1$		80			dB
$G = 10$		90			dB
$G = 100$		90			dB
$G = 1000$		90			dB
电压噪声	$V_{\text{IN}+}, V_{\text{IN}-} = 0\text{ V}$				
谱密度 ¹ : 1 kHz					
输入电压噪声, e_{ni}			1	1.1	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输出电压噪声, e_{no}			45	50	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
峰峰值: 0.1 Hz至10 Hz					
$G = 1$			2		$\mu\text{V p-p}$
$G = 1000$			100		nV p-p
电流噪声					
谱密度: 1 kHz			1.5		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
峰峰值: 0.1 Hz至10 Hz			100		pA p-p
失调电压	$V_{\text{OS}} = V_{\text{OSI}} + V_{\text{OSO}}/G$				
输入失调, V_{OSI}				100	μV
平均温度系数(TC)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输出失调, V_{OSO}				1000	μV
平均温度系数(TC)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$		3	10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
折合到输入端的失调与电源的关系(PSR)	$V_S = \pm 5\text{ V}$ 至 $\pm 15\text{ V}$				
$G = 1$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$	86			dB
$G = 10$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$	106			dB
$G = 100$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$	126			dB
$G = 1000$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+210^\circ\text{C}$	130			dB
输入电流					
输入偏置电流				70	nA
高温	$T_A = 210^\circ\text{C}$			200	nA
输入失调电流				35	nA
高温	$T_A = 210^\circ\text{C}$			50	nA

AD8229

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
动态响应					
小信号带宽, -3 dB					
G = 1			15		MHz
G = 10			4		MHz
G = 100			1.2		MHz
G = 1000			0.15		MHz
0.01%建立时间	10 V阶跃				
G = 1			0.75		μs
G = 10			0.65		μs
G = 100			0.85		μs
G = 1000			5		μs
0.001%建立时间	10 V阶跃				
G = 1			0.9		μs
G = 10			0.9		μs
G = 100			1.2		μs
G = 1000			7		μs
压摆率					
G = 1至100			22		V/μs
总谐波失真(前五个谐波)	f = 1 kHz, R _L = 2 kΩ, V _{OUT} = 10 V p-p				
G = 1			-130		dBc
G = 10			-116		dBc
G = 100			-113		dBc
G = 1000			-111		dBc
总谐波失真(前五个谐波)	f = 1 kHz, R _L = 2 kΩ, V _{OUT} = 10 V p-p, G = 100		0.0005		%
增益 ²	G = 1 + (6 kΩ/R _G)				
增益范围		1		1000	V/V
增益误差	V _{OUT} = ±10 V				
G = 1			0.01	0.03	%
G = 10			0.05	0.3	%
G = 100			0.05	0.3	%
G = 1000			0.1	0.3	%
增益非线性度	V _{OUT} = -10 V至+10 V R _L = 10 kΩ		2		ppm
增益与温度的关系					
G = 1	T _A = -40°C至+210°C		2	5	ppm/°C
G > 10	T _A = -40°C至+210°C			-100	ppm/°C
输入					
阻抗(引脚至接地) ³			1.5 3		GΩ pF
输入工作电压范围 ⁴	对于双电源, V _S = ±5 V至±18 V	-V _S + 2.8		+V _S - 2.5	V
全温度范围	T _A = -40°C至+210°C	-V _S + 2.8		+V _S - 2.5	V
输出					
输出摆幅, R _L = 2 kΩ					
高温, SBDIP封装	T _A = 210°C	-V _S + 1.9		+V _S - 1.5	V
高温, SOIC封装	T _A = 175°C	-V _S + 1.1		+V _S - 1.1	V
输出摆幅, R _L = 10 kΩ					
高温, SBDIP封装	T _A = 210°C	-V _S + 1.2		+V _S - 1.1	V
高温, SOIC封装	T _A = 175°C	-V _S + 1.8		+V _S - 1.2	V
短路电流			35		mA

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
基准输入					
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{IN-} = 0V$		10		k Ω
I_{IN}			70		μA
电压范围		$-V_S$		$+V_S$	V
输出基准增益				1	V/V
基准增益误差				0.01	%
电源					
工作范围		± 4		± 17	V
静态电流			6.7	7	mA
高温, SBDIP封装	$T_A = 210^\circ C$			12	mA
高温, SOIC封装	$T_A = 175^\circ C$			11	mA
温度范围					
额定性能 ⁵					
SBDIP封装		-40		$+210$	$^\circ C$
SOIC封装		-40		$+175$	$^\circ C$

¹ 总电压噪声 = $\sqrt{(e_{ni}^2 + (e_{no}/G)^2) + e_{RG}^2}$ 。更多信息请参见工作原理部分。

² 技术规格中不包含外部增益设置电阻 R_G 的公差如 $G > 1$, R_G 误差应添加到此表中的规格。

³ 差分阻抗和共模输入阻抗可由引脚阻抗求出。 $Z_{DIFF} = 2(Z_{PIN})$; $Z_{CM} = Z_{PIN}/2$ 。

⁴ 仅为AD8229输入级的输入电压范围。输入范围取决于共模电压、差分电压、增益和基准电压。详情见输入电压范围部分。

⁵ 有关最大额定温度下的保证工作时间, 请参阅预测寿命与工作温度的关系部分。

绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
电源电压	±17V
输出短路电流持续时间 在-IN或+IN的最大电压 ¹	不定 ±Vs
差分输入电压 ¹	
增益 ≤ 4	±Vs
4 > 增益 > 50	±50 V/增益
增益 ≥ 50	±1 V
基准引脚最大电压	±Vs
存储温度范围	-65°C 至 +150°C
额定温度范围	
SBDIP	-40°C 至 +210°C
SOIC	-40°C 至 +175°C
最高结温	
SBDIP	245°C
SOIC	200°C
ESD	
人体模型	4 kV
充电器件模型	1.5 kV
机器放电模型	200 V

¹电压超出此限值范围时，请使用输入保护电阻。更多信息请参见工作原理部分。

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，不表示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，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。

预测寿命与工作温度的关系

AD8229执行了全面可靠性测试。扩展工作温度下的产品寿命可通过高温工作寿命(HTOL)获得。根据阿伦尼乌斯方程，并考虑假设可能存在的设计和制造故障机制来预测寿命。HTOL依照JEDEC JESD22-A108标准。在最高工作温度下，通过HTOL处理最少3个晶圆制造和组装批次。ADI所有高温(HT)产品均执行全面可靠性测试。

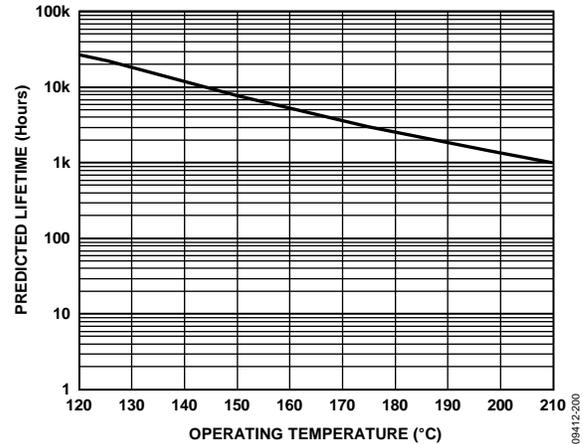


图3. 预测寿命与工作温度的关系

有关最新的可靠性数据，请参阅[AD8229预测寿命与工作温度的关系](#)文件。

热阻

θ_{JA} 针对空气中使用4层JEDEC电路板(PCB)的器件而规定。

表3.

封装类型	θ_{JA}	单位
8引脚SBDIP	100	°C/W
8引脚SOIC	121	°C/W

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

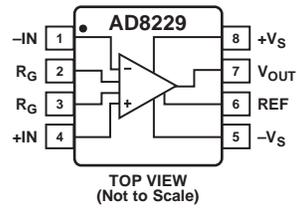


图4. 引脚配置

表4. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	-IN	负输入引脚。
2, 3	R_G	增益设置引脚。在 R_G 引脚上放置电阻来设定增益。 $G = 1 + (6\text{ k}\Omega/R_G)$.
4	+IN	正输入引脚。
5	- V_S	负电源引脚。
6	REF	基准电压引脚。使用低阻抗电压源驱动该引脚，实现输出电平转换。
7	V_{OUT}	输出引脚。
8	+ V_S	正电源引脚。

典型工作特性

除非另有说明, $T = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15$, $V_{\text{REF}} = 0$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 。

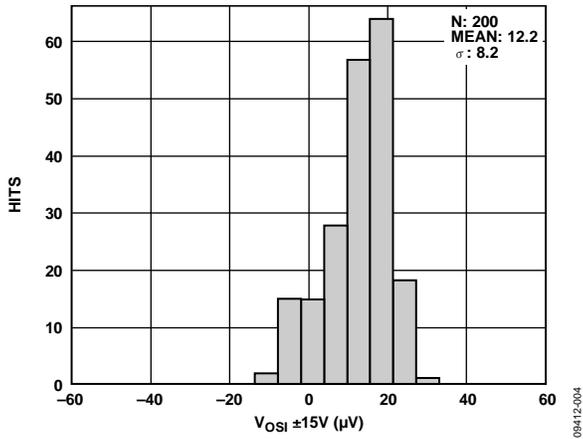


图5. 输入失调电压的典型分布图

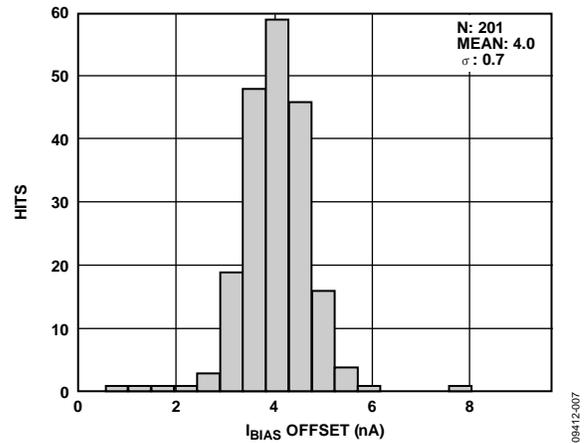


图8. 输入失调电流的典型分布图

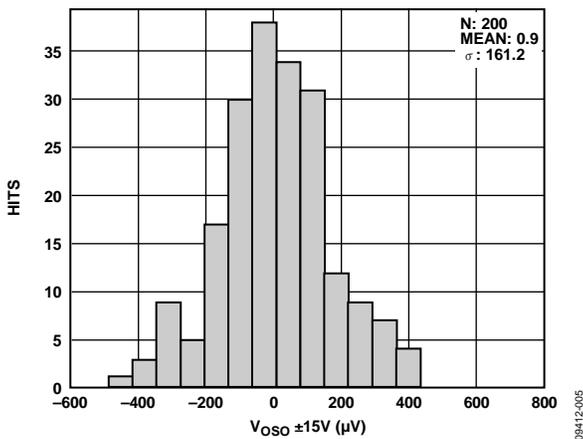


图6. 输出失调电压的典型分布图

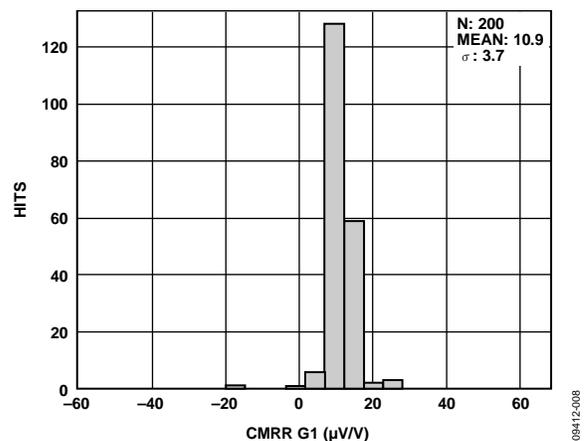


图9. 共模抑制比的典型分布图, $G = 1$

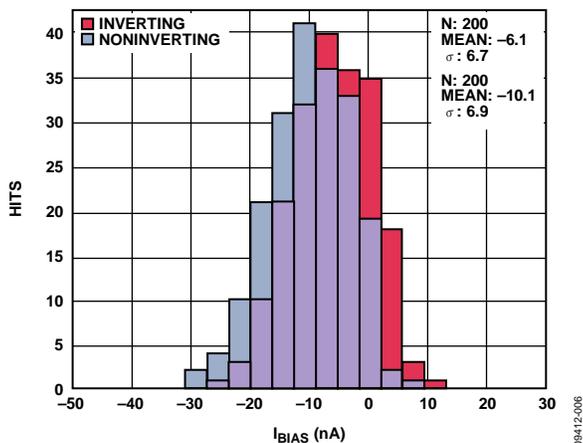


图7. 输入偏置电流的典型分布图

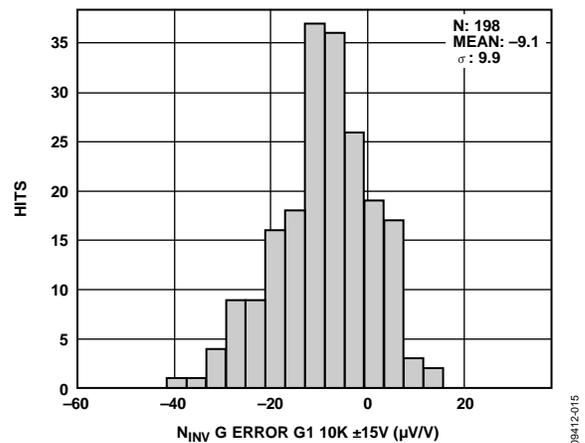


图10. 增益误差的典型分布图, $G = 1$

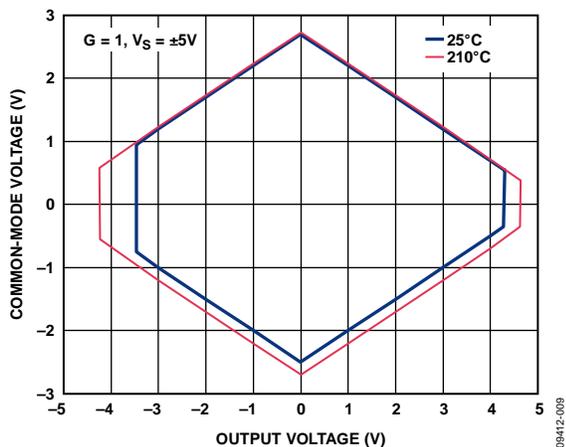


图11. 输入共模电压与输出电压的关系，
双电源供电， $V_S = \pm 5\text{ V}$ ； $G = 1$

09412-009

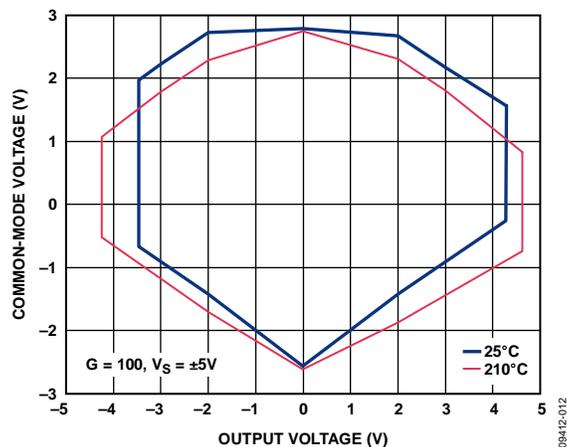


图14. 输入共模电压与输出电压的关系，
双电源供电， $V_S = \pm 5\text{ V}$ ； $G = 100$

09412-012

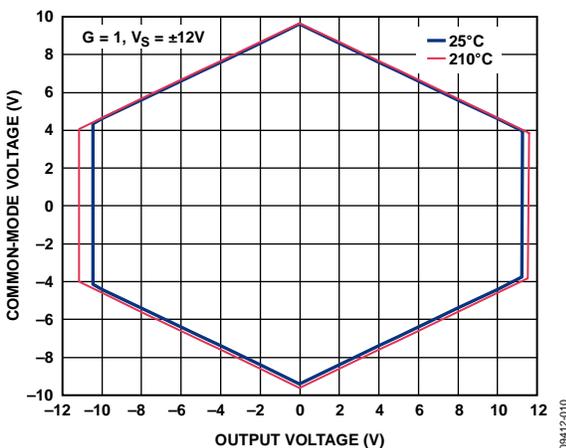


图12. 输入共模电压与输出电压的关系，
双电源供电， $V_S = \pm 12\text{ V}$ ； $G = 1$

09412-010

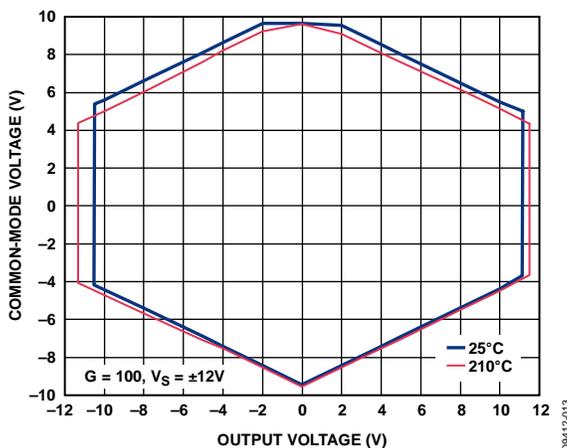


图15. 输入共模电压与输出电压的关系，
双电源供电， $V_S = \pm 12\text{ V}$ ； $G = 100$

09412-013

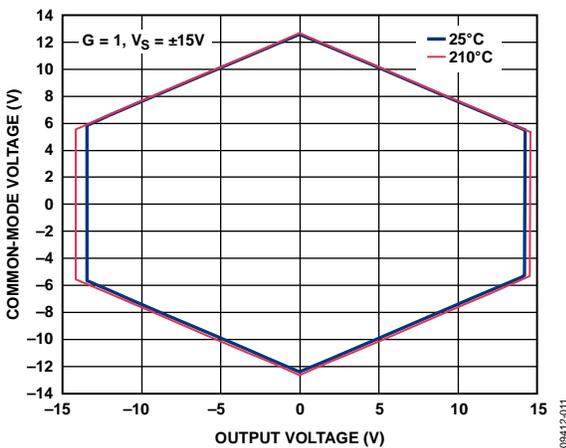


图13. 输入共模电压与输出电压的关系，
双电源供电， $V_S = \pm 15\text{ V}$ ； $G = 1$

09412-011

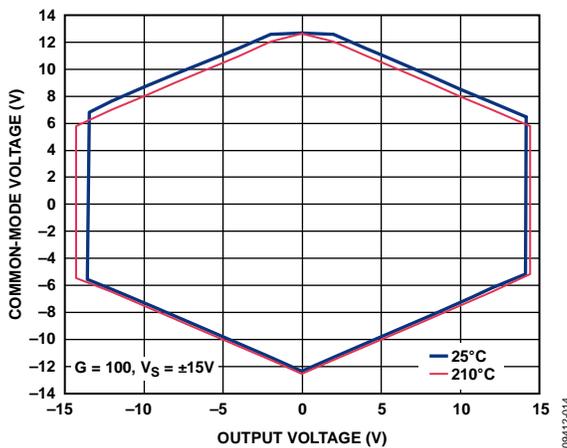


图16. 输入共模电压与输出电压的关系，
双电源供电， $V_S = \pm 15\text{ V}$ ； $G = 100$

09412-014

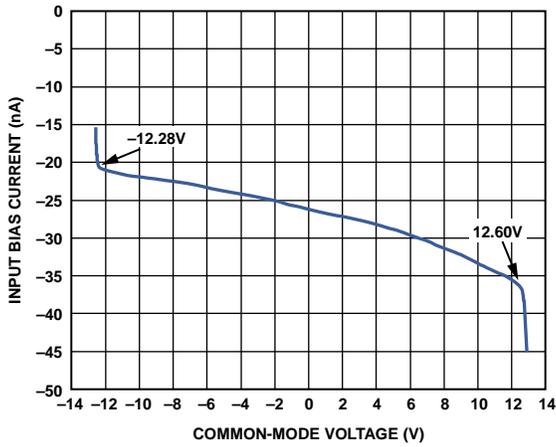


图17. 输入偏置电流与共模电压的关系

09412-068

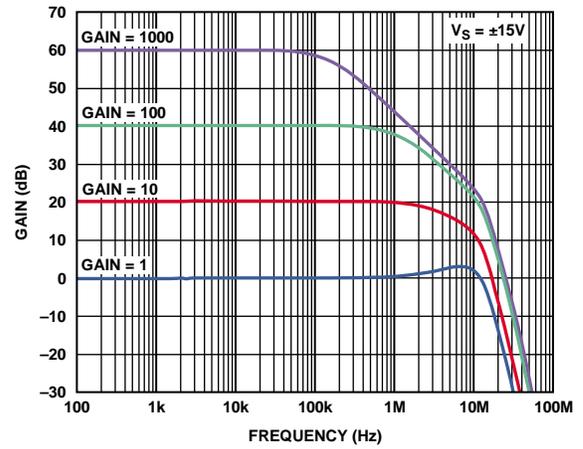


图20. 增益与频率的关系

09412-017

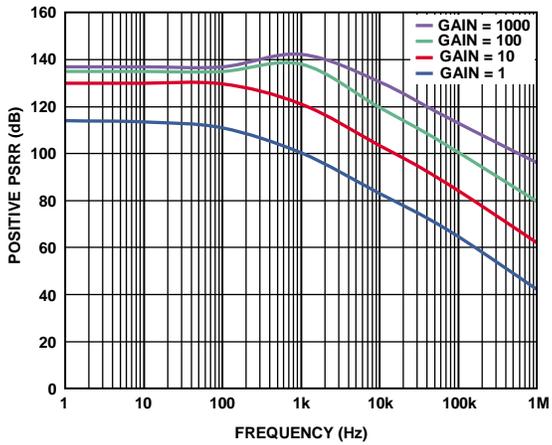


图18. 正PSRR与频率的关系

09412-069

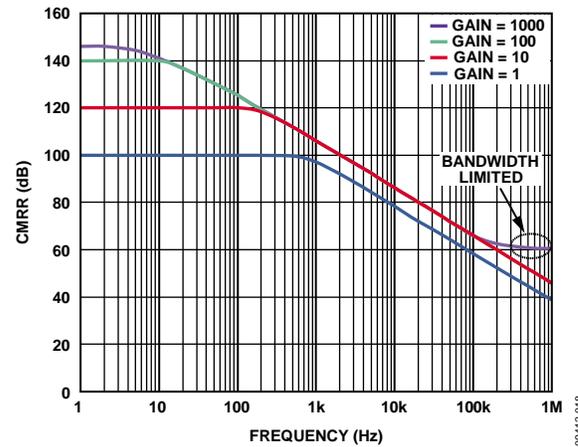


图21. CMRR与频率的关系

09412-018

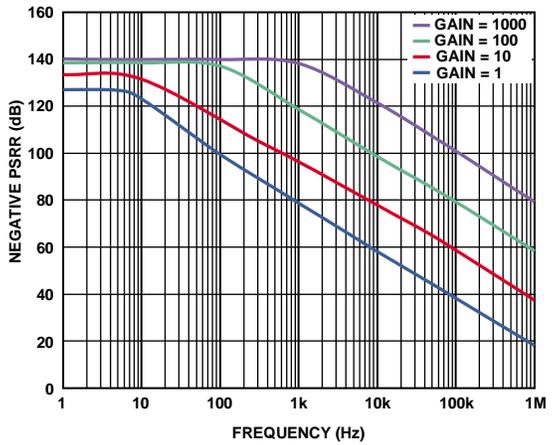


图19. 负PSRR与频率的关系

09412-070

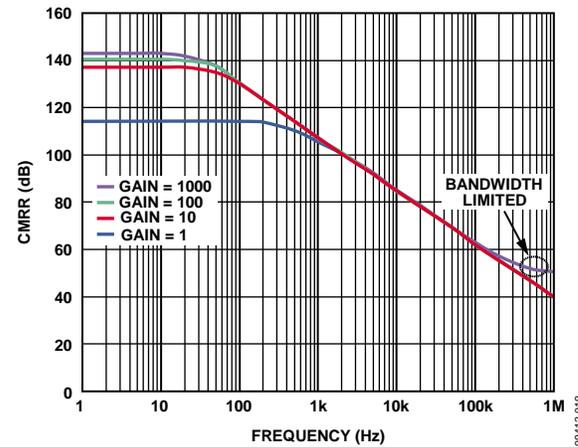


图22. CMRR与频率的关系, 1 kΩ非均衡信号源

09412-071

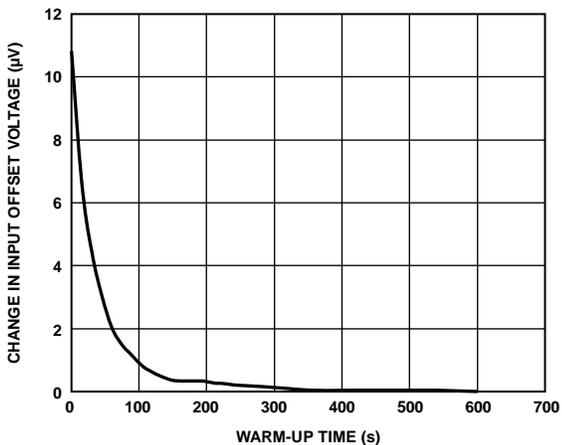


图23. 输入失调电压(V_{OSI})变化与预备时间的关系

09412-071

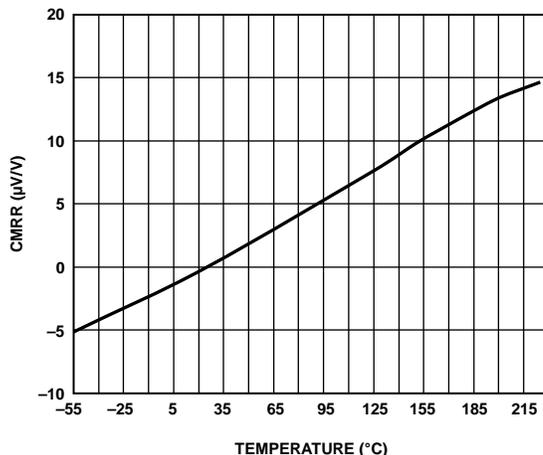


图26. CMRR与温度的关系, $G = 1$, 归一化至25°C

09412-023

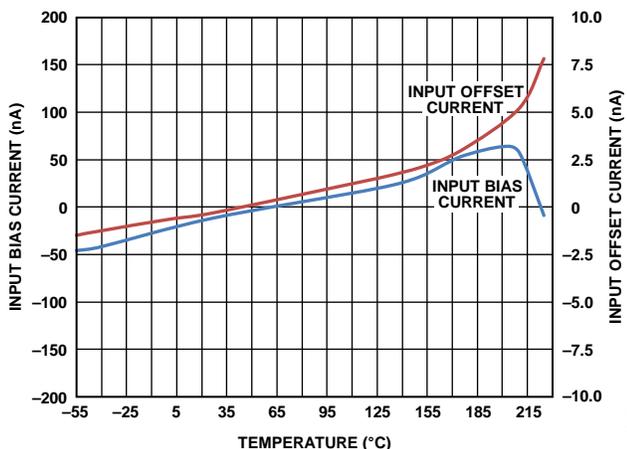


图24. 输入偏置电流和输入失调电流与温度的关系

09412-072

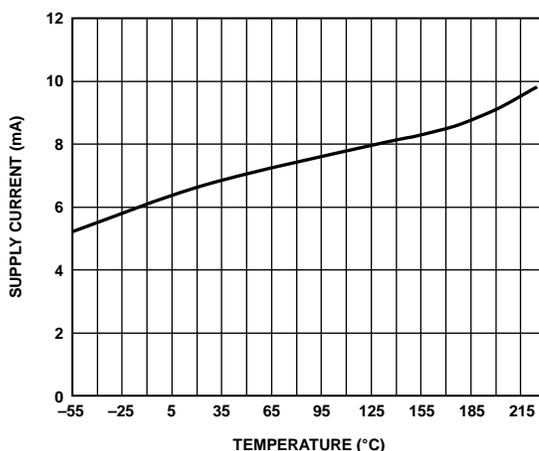


图27. 电源电流与温度的关系, $G = 1$

09412-074

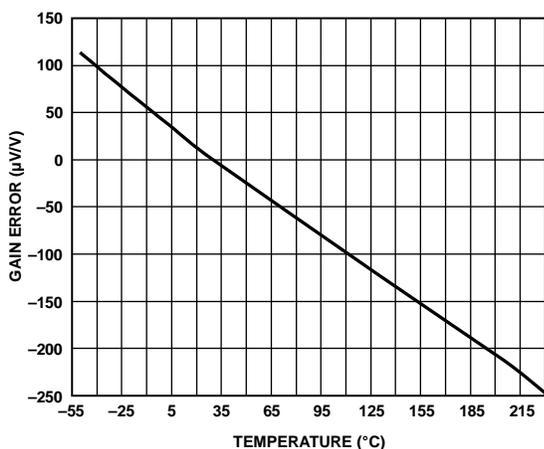


图25. 增益误差与温度的关系, $G = 1$, 归一化至25°C

09412-073

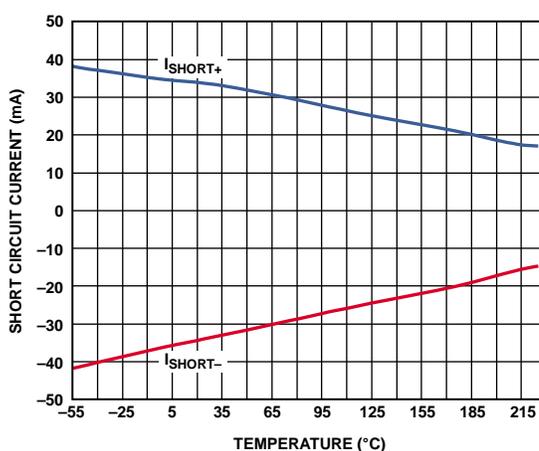
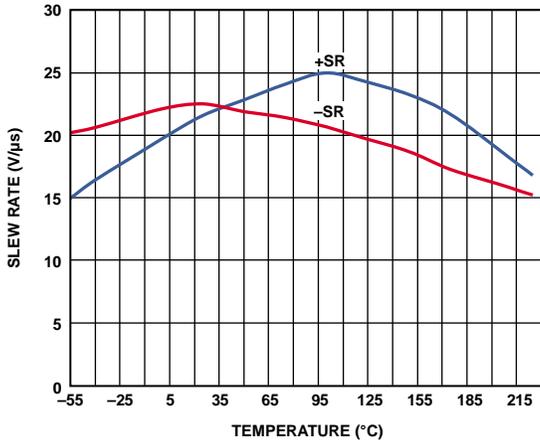


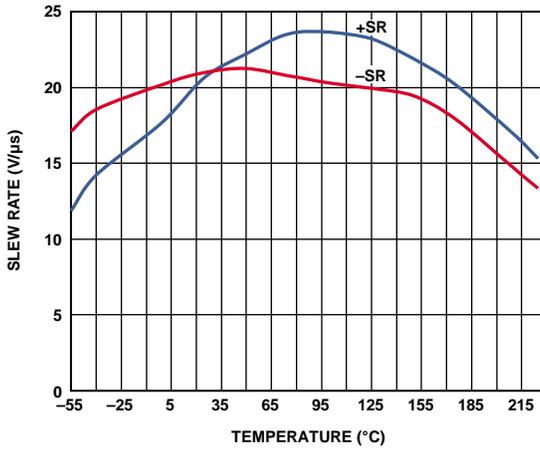
图28. 短路电流与温度的关系, $G = 1$

09412-075



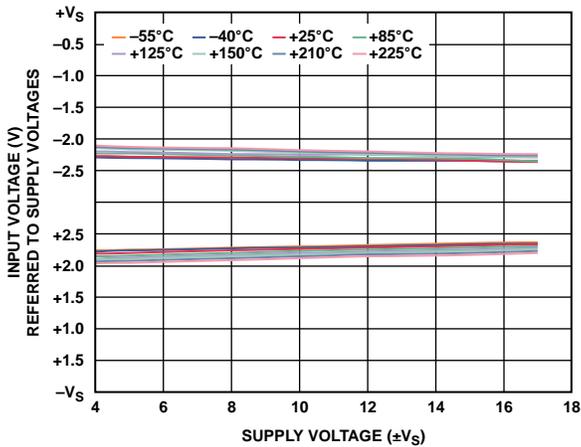
09412-076

图29. 压摆率与温度的关系, $V_s = \pm 15\text{ V}$, $G = 1$



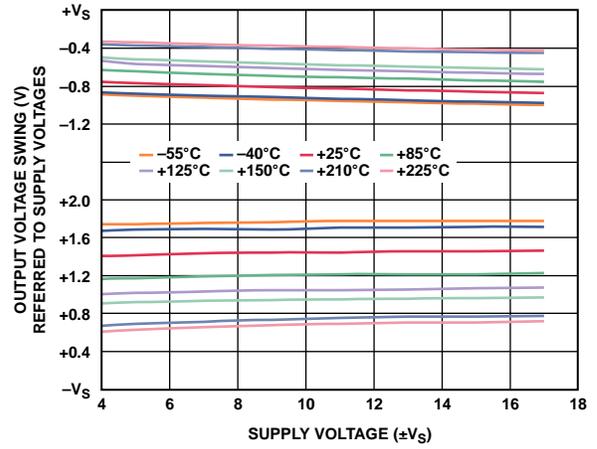
09412-077

图30. 压摆率与温度的关系, $V_s = \pm 5\text{ V}$, $G = 1$



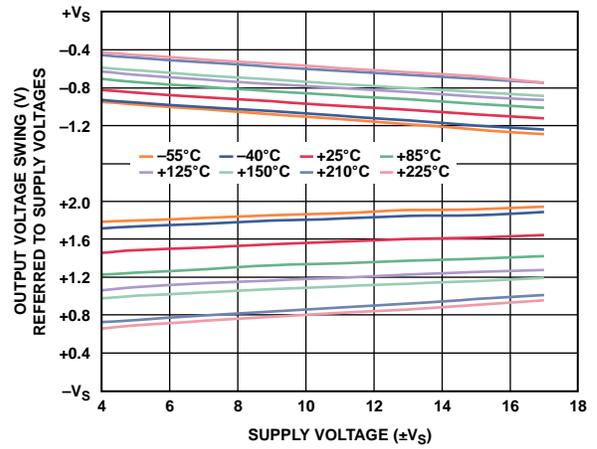
09412-028

图31. 输入电压限制与电源电压的关系



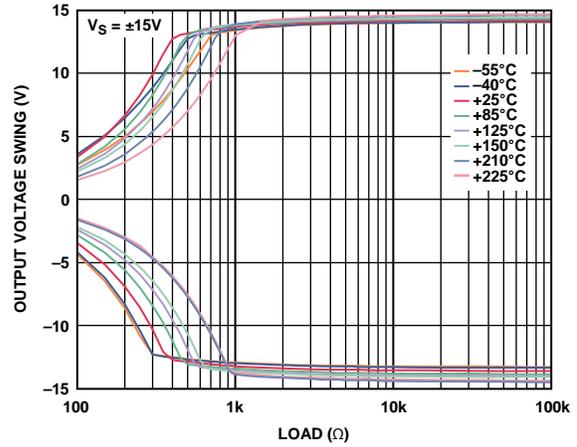
09412-029

图32. 输出电压摆幅与电源电压的关系, $R_L = 10\text{ k}\Omega$



09412-030

图33. 输出电压摆幅与电源电压的关系, $R_L = 2\text{ k}\Omega$



09412-031

图34. 输出电压摆幅与负载阻抗的关系

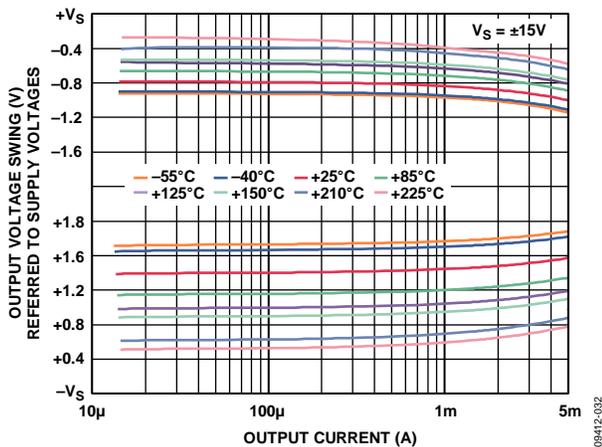


图35. 输出电压摆幅与输出电流的关系

08412-032

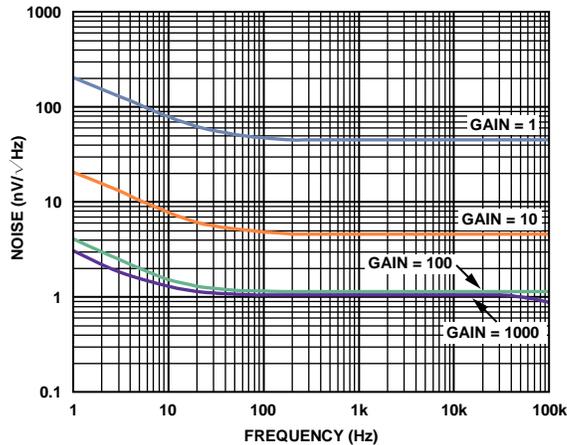


图38. 电压噪声谱密度与频率的关系

08412-037

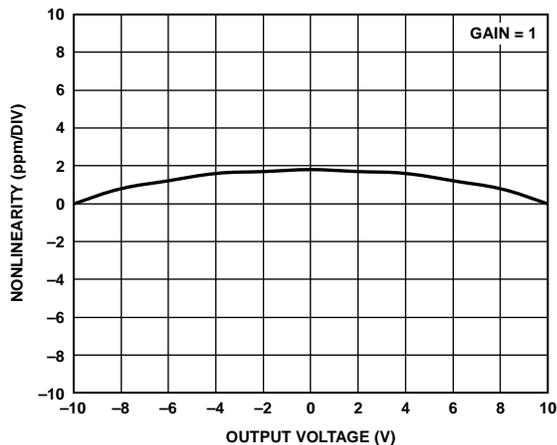


图36. 增益非线性度, $G = 1$, $R_L = 10 k\Omega$

08412-083

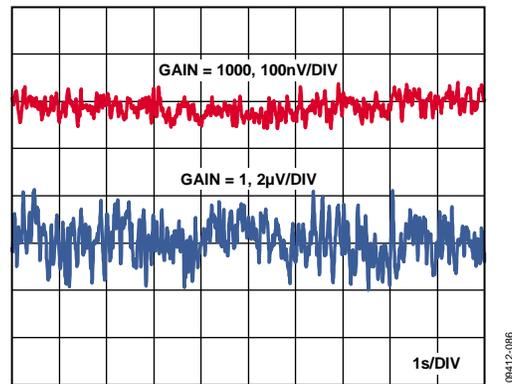


图39. 0.1 Hz至10 Hz RTI电压噪声, $G = 1$, $G = 1000$

08412-085

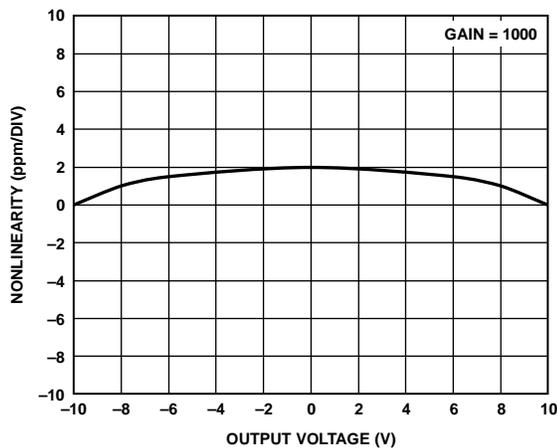


图37. 增益非线性度, $G = 1000$, $R_L = 10 k\Omega$

08412-084

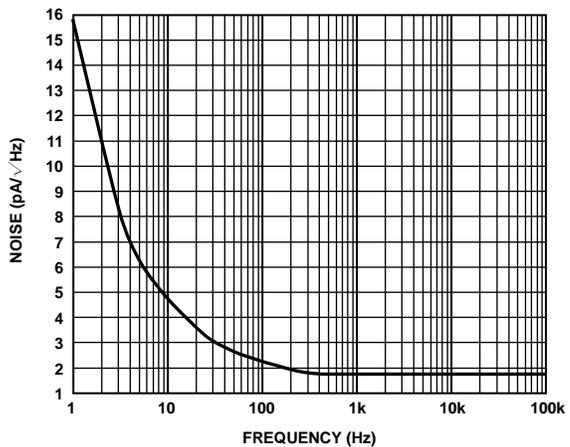


图40. 电流噪声谱密度与频率的关系

08412-087

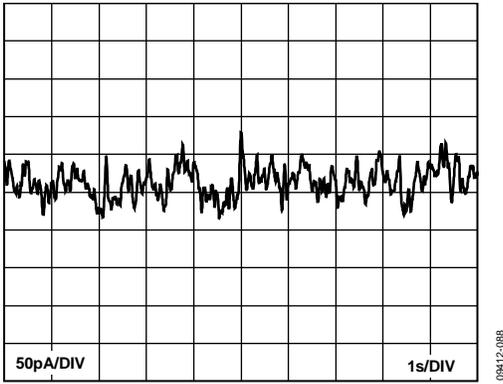


图41. 1 Hz至10 Hz电流噪声

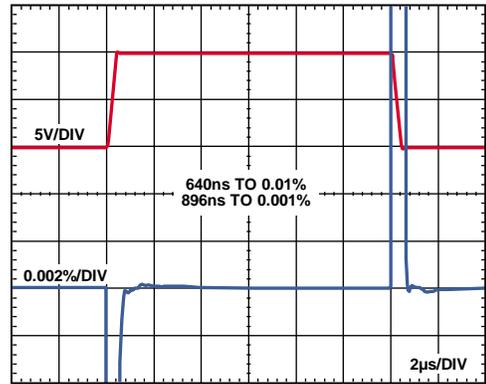


图44. 大信号脉冲响应与建立时间的关系($G = 10$), 10 V阶跃, $V_S = \pm 15V$

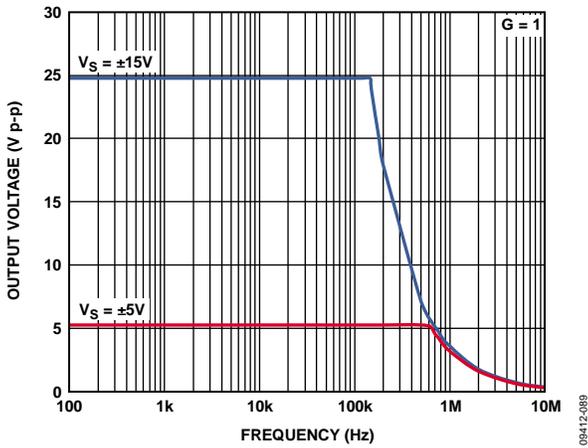


图42. 大信号频率响应

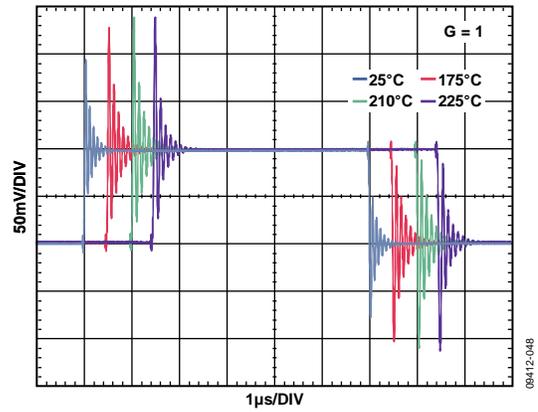


图45. 小信号响应, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

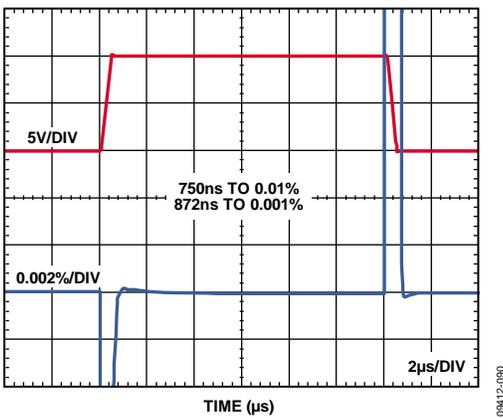


图43. 大信号脉冲响应与建立时间的关系($G = 1$), 10 V阶跃, $V_S = \pm 15V$

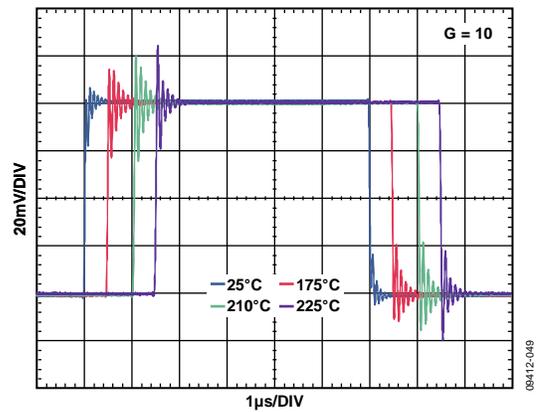


图46. 小信号响应, $G = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

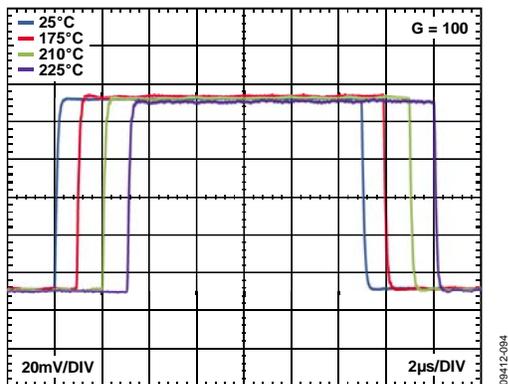


图47. 小信号响应, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

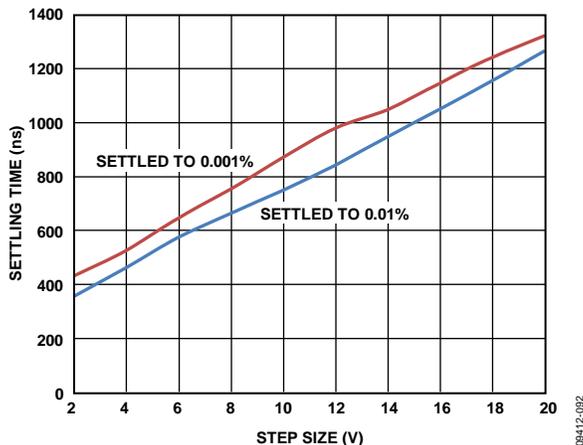


图50. 建立时间与阶跃大小的关系, $G = 1$

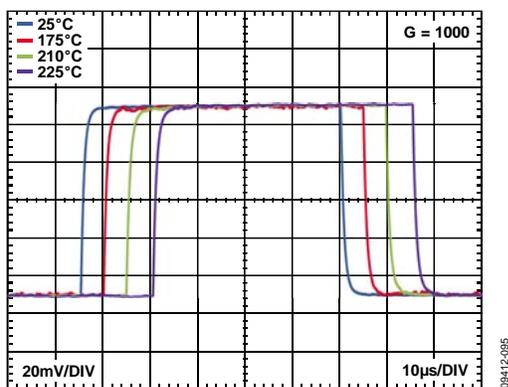


图48. 小信号响应, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

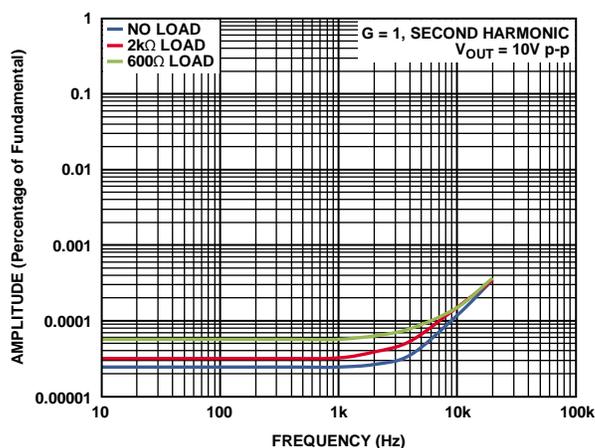


图51. 二次谐波失真与频率的关系, $G = 1$

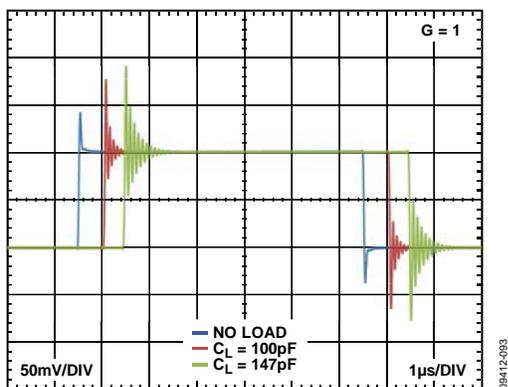


图49. 各种容性负载条件下的小信号响应, $G = 1$, $R_L = \infty$

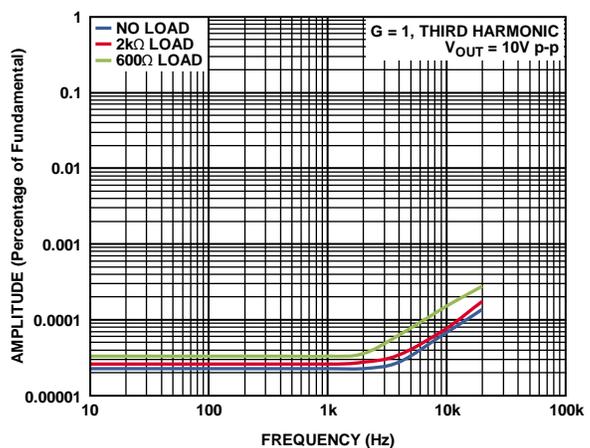


图52. 三次谐波失真与频率的关系, $G = 1$

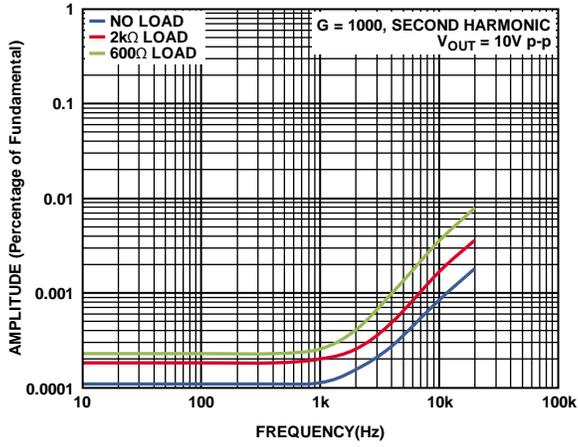


图53. 二次谐波失真与频率的关系, $G = 1000$

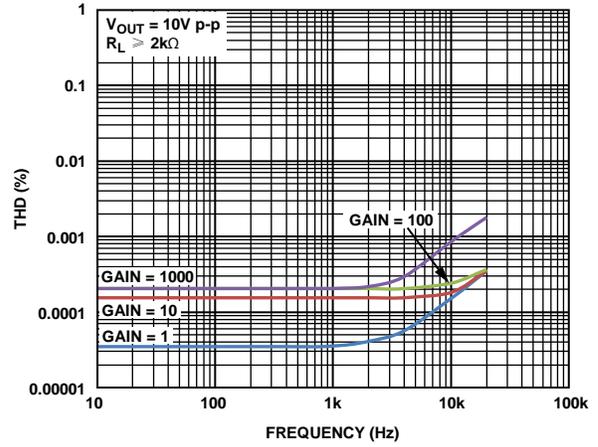


图55. THD与频率的关系

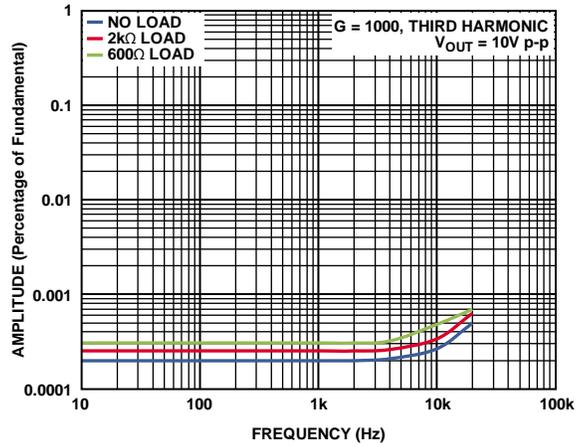


图54. 三次谐波失真与频率的关系, $G = 1000$

09412-098

09412-100

09412-099

工作原理

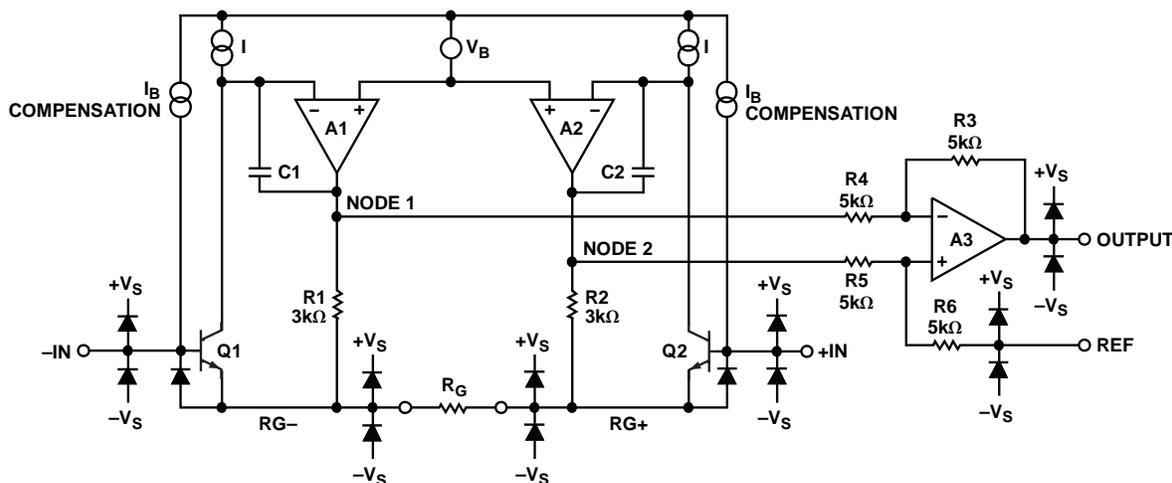


图56. 原理示意图

08412-058

架构

AD8229以传统的三运放拓扑结构为基础。这种拓扑由两级组成：一级提供差分放大的前置放大器，其后是一个消除共模电压并提供额外放大的差动放大器。图56显示了AD8229的简化原理图。

第一级以如下方式工作：要保持两个输入端相匹配，放大器A1必须使Q1集电极保持在恒压状态。通过迫使RG-得到精确-IN的二极管压降来实现。类似地，A2迫使RG+得到恒定的+IN二极管压降。因此，差分输入电压被复制到增益设置电阻RG上。流过这个电阻的电流也必然流过电阻R1和R2，这就在A2和A1输出端之间产生了经增益调节的差分信号。

第二级为差分放大器($G = 1$)，由放大器A3和电阻R3至R6组成。共模信号经第二级从放大的差分信号中移除。

AD8229的传递函数为：

$$V_{OUT} = G \times (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{REF}$$

其中：

$$G = 1 + \frac{6 \text{ k}\Omega}{R_G}$$

增益选择

将一个电阻跨接在RG引脚上，即可设置AD8229的增益，电阻值计算可参考表5或利用下列增益公式。

$$R_G = \frac{6 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

表5. 用1%电阻实现的增益

1%标准表RG值(Ω)	计算得到的增益值
6.04 k	1.993
1.5 k	5.000
665	10.02
316	19.99
121	50.59
60.4	100.34
30.1	200.34
12.1	496.9
6.04	994.4
3.01	1994.355

不使用增益电阻时，AD8229默认设置 $G = 1$ 。电阻RG的容差和增益漂移会在AD8229的规范上有所附加，从而决定系统的总增益精度。当不使用增益电阻时，增益误差和增益漂移最小。

RG功耗

AD8229将输入差分电压复制至RG电阻。应选择合适的电阻RG来达到预期功耗。

基准引脚

AD8229的输出电压是相对于基准引脚上的电位而言的。这在输出信号必须偏移 to 精确的中间电平时会很有用。例如，可以将一个电压源与REF引脚相连，对输出进行电平转换，使AD8229可以驱动单电源ADC。REF引脚由ESD二极管保护，该引脚不应超出+VS或-VS的0.3 V以上。

AD8229

为获得最好的性能，REF引脚的源阻抗应保持在1 Ω以下。如图56所示，基准引脚REF在5 kΩ电阻的一端。REF引脚附加到这个5 kΩ电阻的阻抗会导致连接到正输入端的信号被放大。附加 R_{REF} 的信号放大值可由下式求出：

$$2(5\text{ k}\Omega + R_{REF}) / (10\text{ k}\Omega + R_{REF})$$

只有正信号路径会被放大；负路径不受影响。这种不均衡的放大作用会降低共模抑制比(CMRR)。

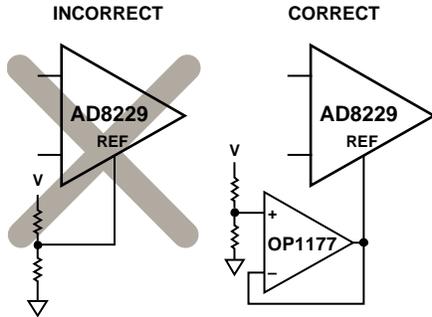


图57. 驱动基准引脚

输入电压范围

图11至图16显示了在多种输出电压和电源电压条件下所允许的共模输入电压范围。AD8229的三运算放大器架构在使用差分放大器级消除共模电压之前，在第一级调节增益。第一级与第二级间的内部节点(图56中的节点1和2)共同获得增益信号、共模信号以及二极管压降。这一合并后的信号会受电源电压限制，即使在单独输入和输出信号没有被限制的时候也是如此。

布局

为确保AD8229在PCB板级达到最佳性能，必须精心设计电路板布局。AD8229的引脚以合乎逻辑的方式进行安排，便于实现这一目标。

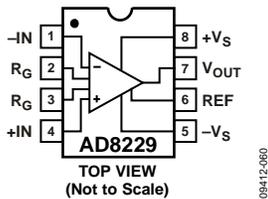


图58. 引脚排列图

整个频率范围内的共模抑制比

若布局不当，会导致部分共模信号转换为差分信号，而后传送至仪表放大器。各输入路径的频率响应不同时，会进行信号转换。要使共模抑制比在整个频率范围内都保持较高水平，每个路径的输入源阻抗和电容需要严格匹配。输入路径的附加源电阻(例如，用于输入保护)需要靠近仪表放大器的输入端放置，这样可以使其与PCB走线产生的寄生电容的相互作用降到最低。

增益设置引脚的寄生电容也能影响整个频率范围内的共模抑制比(CMRR)。如果电路板设计中在增益设置引脚处有一个元件(例如，一个开关或跳线)，那么该元件的寄生电容应该尽可能的小。

电源

这款仪表放大器应当采用稳定的直流电压供电。电源引脚上的噪声会对器件性能产生不利影响。欲了解更多信息，请参见图18和图19中的电源抑制比(PSRR)性能曲线。

应该在尽可能靠近各电源引脚处放置一个0.1 μF电容。如图59所示，离该器件较远的位置可以用一个10 μF钽电容。大多数情况下，其它精密集成电路可以共享该钽电容。

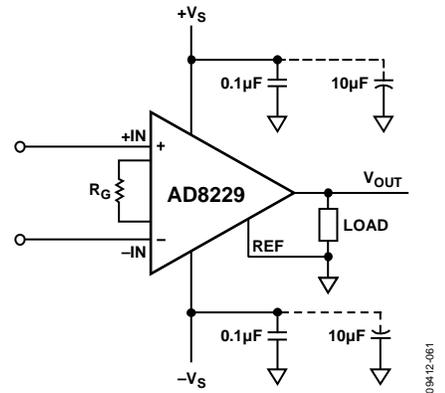


图59. 电源去耦、REF及输出以局部地为参考

基准引脚

AD8229的输出电压是相对于基准引脚上的电位而言的。应注意将REF连接至适当的局部接地。

输入偏置电流回路

AD8229的输入偏置电流必须有一个对地的返回路径。如图60所示，无电流返回路径时，使用浮动电流源(如热电偶)应建立电流返回路径。

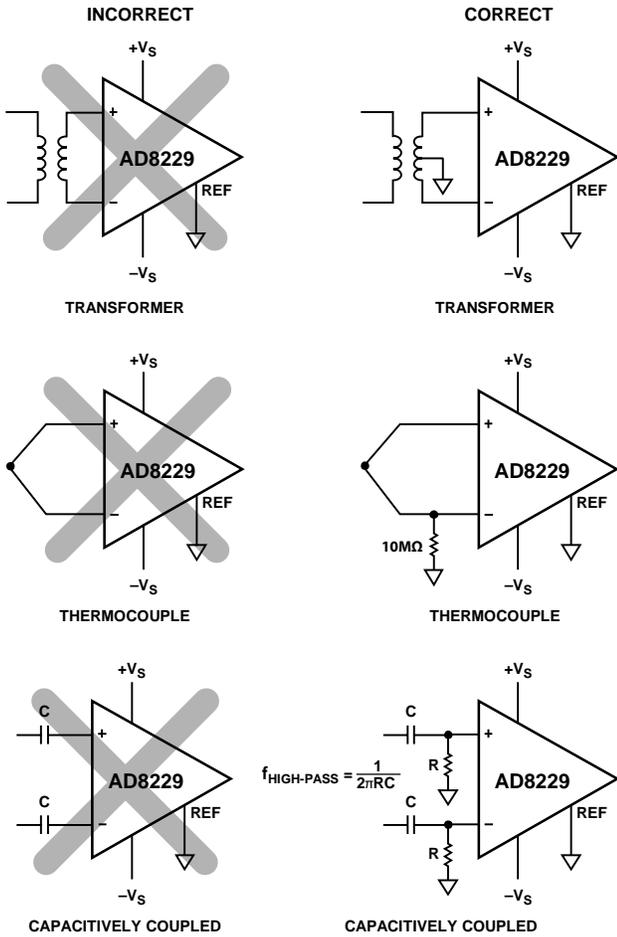


图60. 建立输入偏置电流返回路径

输入保护

AD8229的输入端不得超过绝对最大额定值部分规定的额定值。否则，必须在AD8229之前增加保护电路，将输入电流限制在最大电流 I_{MAX} 范围内。

输入电压超出供电轨

如果电压会超出供电轨，则在过载条件下采用外部电阻与输入端串联来限制电流。输入端的限流电阻值可由下式求出噪声敏感应用中可能需要较低保护电阻。低漏电钳位二极管(如BAV199)可用在输入端，将AD8229输入端的电流分流，从而允许采用较小保护电阻值。为了确保电流主要

$$R_{PROTECT} \geq \frac{|I_{IN} - V_{SUPPLY}|}{I_{MAX}}$$

流过外部保护二极管，在二极管和AD8229间放入一个小电阻，如33Ω的电阻。

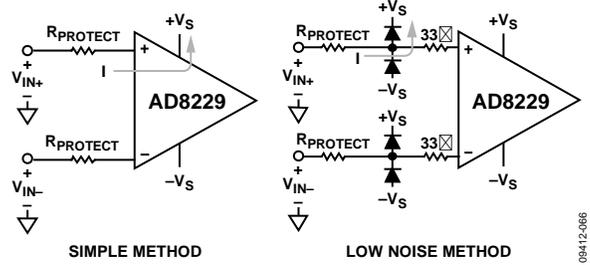


图61. 电压超出供电轨保护

高增益下大差分输入电压

如果高增益下差分电压大，则在过载条件下采用外部电阻与输入端串联来限制电流。各输入端的限流电阻值可由下式求出

$$R_{PROTECT} \geq \frac{1}{2} \left(\frac{DIFF}{I_{MAX}} - 1V \right) R_G$$

噪声敏感应用中可能需要较低保护电阻。低漏电钳位二极管(如BAV199)可用在输入端，将AD8229输入端的电流分流，从而允许采用较小保护电阻值。

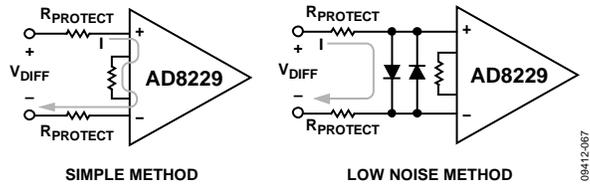


图62. 大差分电压保护

I_{MAX}

AD8229输入端的最大电流 I_{MAX} 取决于时间和温度。室温下，器件能承受10 mA的电流至少一天。这个时间在器件使用寿命内累计。在210°C下，同一周期内的电流限于2 mA。器件可在210°C下承受5 mA的电流一小时，此时间在器件使用寿命内累计。

射频干扰(RFI)

在有强RF信号的应用中使用放大器时，一般都存在RF整流问题。这种干扰可能会表现为较小的直流失调电压。高频信号可以通过仪表放大器输入端的低通RC网络滤除，如图63所示。滤波器根据以下关系式对输入信号带宽加以限制：

$$\text{滤波器频率}_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)}$$

$$\text{滤波器频率}_{CM} = \frac{1}{2\pi RC_C}$$

其中 $C_D \geq 10 C_C$ 。

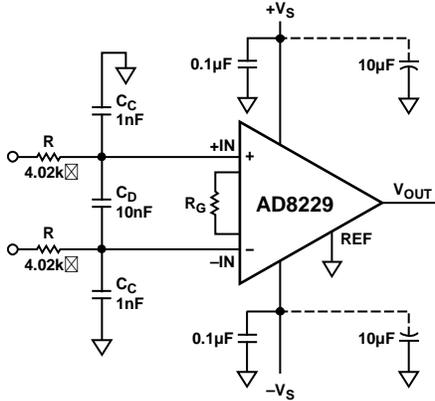


图63. 射频干扰(RFI)抑制

C_D 影响差动信号， C_C 影响共模信号。应适当选择 R 和 C_C 的值，使射频干扰最小。正输入端 $R \times C_C$ 与负输入端 $R \times C_C$ 的不匹配会降低AD8229的CMRR性能。使 C_D 的值比 C_C 大一个数量级，可以降低不匹配的影响，从而改善性能。

电阻会增加噪声；因此，需权衡考量高频时的噪声和输入阻抗与抗RFI，选择合适的电阻和电容值。RFI滤波器与输入保护可以采用相同的电阻。

输入级的噪声计算

放大器前端的总噪声很大程度上取决于本数据手册中的 $1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 标题技术规格。主要源于三个因素：源电阻、仪表放大器的电压噪声和仪表放大器的电流噪声。

下列计算中，噪声指的是输入(RTI)噪声。也就是说，出现在放大器输入端的都会计入。要算出放大器输出端(RTO)噪声，只需用RTI噪声乘以仪表放大器的增益即可。

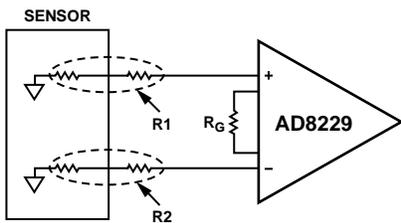


图64. 源电阻来自传感器和保护电阻的AD8229

源电阻噪声

连接至AD8229的任意传感器都会有一定的输出电阻。输入端可能有串联电阻，以提供过压或射频干扰保护。图64中，组合电阻标记为 R_1 和 R_2 。任意电阻，不论优质与否，都会存在最低噪声。噪声与电阻值的平方根成比例。室温下，该值约等于 $4\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{(\text{电阻值, k}\Omega)}$ 。

例如，假设正输入端的传感器和保护组合电阻为 $4\text{ k}\Omega$ ，负输入端为 $1\text{ k}\Omega$ ，则输入电阻的总噪声为：

$$\sqrt{(4 \times \sqrt{4})^2 + (4 \times \sqrt{1})^2} = \sqrt{64 + 16} = 8.9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

仪表放大器的电压噪声

仪表放大器的电压噪声由三个参数求得：器件输入噪声、输出噪声和 R_G 电阻噪声。其计算公式为：

总电压噪声 =

$$\sqrt{(\text{Output Noise}/G)^2 + (\text{Input Noise})^2 + (\text{Noise of } R_G \text{ Resistor})^2}$$

例如：增益为100，增益电阻= $60.4\ \Omega$ 。因此，仪表放大器的电压噪声等于

$$\sqrt{(45/100)^2 + 1^2 + (4 \times \sqrt{0.0604})^2} = 1.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

仪表放大器的电流噪声

电流噪声等于源电阻乘以电流噪声。

例如，图64中， R_1 源电阻为 $4\text{ k}\Omega$ ， R_2 源电阻为 $1\text{ k}\Omega$ ，那么，总电流噪声由下式得出：

$$\sqrt{((4 \times 1.5)^2 + (1 \times 1.5)^2)} = 6.2\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

总噪声密度计算

仪表放大器输入端的总噪声，由源电阻噪声、电压噪声和电流噪声的平方和再取平方根得出。

例如，图64中， R_1 源电阻为 $4\text{ k}\Omega$ ， R_2 为 $1\text{ k}\Omega$ ，仪表放大器的增益为100，那么，总输入噪声为：

$$\sqrt{8.9^2 + 1.5^2 + 6.2^2} = 11.0\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

外形尺寸

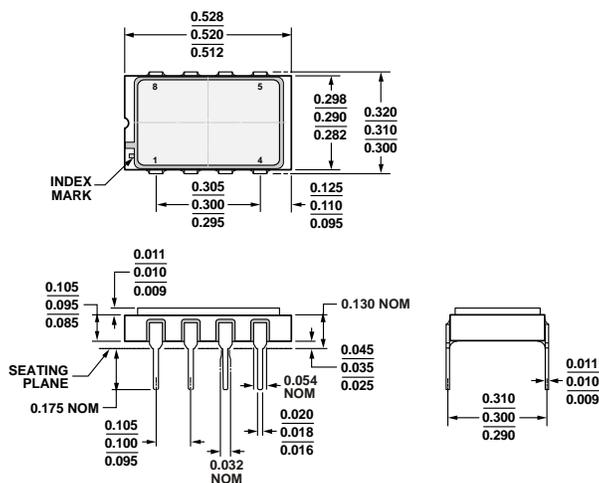
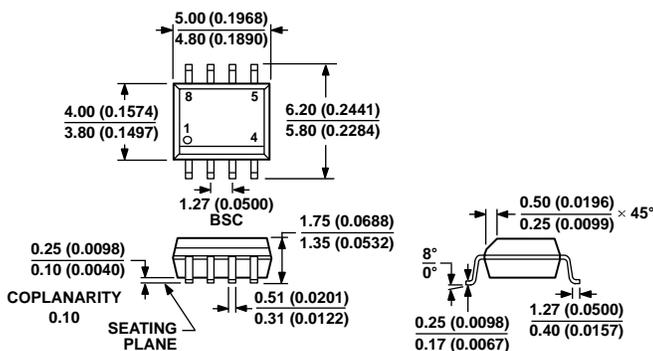


图65. 8引脚侧面钎焊陶瓷双列直插式封装[SBDIP]
(D-8-1)

图示尺寸单位: inch



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

图66. 8引脚标准小型封装[SOIC_N]

窄体

(R-8)

图示尺寸单位: mm和(inch)

订购指南

型号 ¹	温度范围	封装描述	封装选项
AD8229HDZ	-40°C 至 +210°C	8引脚侧面钎焊陶瓷双列直插式封装[SBDIP]	D-8-1
AD8229HRZ	-40°C 至 +175°C	8引脚标准小型封装[SOIC_N]	R-8
AD8229HRZ-R7	-40°C 至 +175°C	8引脚标准小型封装[SOIC_N]	R-8

¹Z = 符合RoHS标准的器件。

注释

注释

AD8229

注释