

产品特性

固定增益：2000

通过访问内部节点提供灵活性

低噪声：1.5 nV/√Hz输入电压噪声

高精度直流性能

增益漂移：5 ppm/°C

失调漂移：0.3 μV/°C

增益精度：0.05%

共模抑制比(CMRR)：140 dB(最小值)

出色的交流特性

带宽：3.5 MHz

压摆率：40 V/μs

电源电压范围：±4 V至±18 V

8引脚SOIC封装

ESD保护：5000 V (HBM)

额定温度范围：-40°C 至+85°C

工作温度最高可达125°C

应用

传感器接口

医疗仪器

病人监护

概述

AD8428是一款超低噪声仪表放大器，可用于精确测量微小的高速信号，实现了业界先进的增益精度、噪声和带宽性能。

AD8428的所有增益设置电阻均内置于器件并且精确匹配。芯片引脚排列和布局都经过精心设计，因此增益漂移非常低，并且器件上电后能够快速建立至最终增益值。

AD8428具有高共模抑制比(CMRR)，可防止干扰信号破坏目标信号。该器件的引脚排列在设计上消除了寄生电容不匹配现象，使高频时CMRR性能不会下降。

AD8428是目前最快的仪表放大器之一。电路架构针对高带宽和高增益而设计。其初始前置放大器增益级采用电流反

功能框图

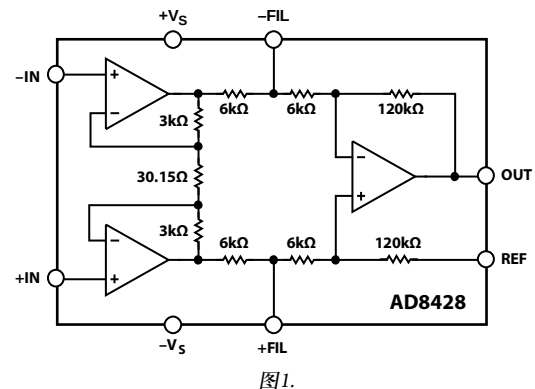


表1. 仪表放大器分类¹

通用	零漂移	军用级	低功耗	低噪声
AD8220	AD8231	AD620	AD627	AD8428
AD8221	AD8290	AD621	AD623	AD8429
AD8222	AD8293	AD524	AD8235	
AD8224	AD8553	AD526	AD8236	
AD8228	AD8556	AD624	AD8426	
AD8295	AD8557		AD8226	
			AD8227	
			AD8420	

¹ 欲了解最新的仪表放大器，请访问www.analog.com。

馈拓扑结构，增益为200，后接一个增益为10的差动放大器级。当增益为2000时，带宽为3.5 MHz，等效增益带宽积为7 GHz。

AD8428的引脚排列支持访问第一级与第二级之间的内部节点。该特性可用来修改两个放大级之间的频率响应，因而可防止干扰信号影响输出结果。

AD8428的额定温度范围为-40°C至+85°C工业温度范围，采用8引脚塑封SOIC封装。

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.

ADI中文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。

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

产品特性	1	滤波器引脚	13
应用	1	基准引脚	13
功能框图	1	输入电压范围	14
概述	1	布局	14
修订历史	2	输入偏置电流返回路径	15
技术规格	3	输入保护	15
绝对最大额定值	5	射频干扰(RFI)	16
热阻	5	输入级噪声计算	16
ESD警告	5	应用信息	18
引脚配置和功能描述	6	无源网络对滤波器引脚的影响	18
典型性能参数	7	使用滤波器引脚的电路	18
工作原理	13	外形尺寸	20
架构	13	订购指南	20

修订历史

2012年12月—修订版0至修订版A

更改“产品特性”部分和表1	1
表2增加一列“B级”	3
更改图3、图4、图5、图6、图7和图8	7
更改“滤波器引脚”部分	13
增加“应用信息”部分	18
更改“订购指南”	20

2011年10月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明， $V_S =$ ， $V_{REF} = 0\text{ V}$ ， $T_A = 25$ ， $G = 2000$ ， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 。

表2.

参数	测试条件/注释	A级			B级			单位
		最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
共模抑制比(CMRR)	RTI, $V_{CM} = \pm 10\text{ V}$ DC至60 Hz 50 kHz时	130			140			dB
		110			120			dB
噪声(RTI)	$V_{IN+}, V_{IN-} = 0\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 0.1\text{ Hz}$ 至10 Hz $f = 1\text{ kHz}$ $f = 0.1\text{ Hz}$ 至10 Hz		1.3	1.5		1.3	1.5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
电压噪声			40	50		40	50	nV p-p
电流噪声			1.5			1.5		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
			150			150		pA p-p
失调电压	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$			100			25	μV
输入失调, V_{OSI}				1			0.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
平均温度系数(TC)		120			130			dB
折合到输入端的失调与电源的关系(PSRR)								
输入电流	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$			200			50	nA
输入偏置电流			250			250		pA/ $^\circ\text{C}$
全温度范围				50			10	nA
输入失调电流			20			20		pA/ $^\circ\text{C}$
全温度范围								
动态响应	10 V阶跃		3.5			3.5		MHz
-3 dB小信号带宽			0.75			0.75		μs
0.01%建立时间			1.4			1.4		μs
0.001%建立时间		40	50		40	50		V/ μs
压摆率								
增益	$V_{OUT} = -10\text{ V}$ 至 $+10\text{ V}$ $V_{OUT} = -10\text{ V}$ 至 $+10\text{ V}$		200			200		V/V
第一级增益			10			10		V/V
减法器级增益				0.2			0.05	%
总增益误差				5			5	ppm
总增益非线性度				10			5	ppm/ $^\circ\text{C}$
增益漂移								
输入	$V_S = \pm 4\text{ V}$ 至 $\pm 18\text{ V}$		1 2			1 2		G Ω pF
阻抗(引脚至地) ¹		$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2.5$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2.5$	V
输入工作电压范围		$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2.5$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2.5$	V
全温度范围								
输出	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ $T_A = -40^\circ\text{C}$ $T_A = +85^\circ\text{C}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $T_A = -40^\circ\text{C}$ $T_A = +85^\circ\text{C}$	$-V_S + 1.7$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.7$		$+V_S - 1.2$	V
输出电压摆幅		$-V_S + 2.0$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.0$		$+V_S - 1.3$	V
全温度范围		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.1$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.1$	V
输出电压摆幅		$-V_S + 1.7$		$+V_S - 1.0$	$-V_S + 1.7$		$+V_S - 1.0$	V
全温度范围		$-V_S + 1.8$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.8$		$+V_S - 1.2$	V
短路电流		$-V_S + 1.4$		$+V_S - 0.9$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 0.9$	V
		30			30			mA
基准输入			132			132		k Ω
输入阻抗 R_{IN}			6.5			6.5		μA
输入电流 I_{IN}		$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	V
电压范围			1			1		V/V
输出基准增益			0.01			0.01		%
基准增益误差								

AD8428

参数	测试条件/注释	A级			B级			单位
		最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
滤波器引脚 输入阻抗 R_{IN} ² 电压范围			6			6		kΩ V
		-V _S		+V _S	-V _S		+V _S	
电源 工作范围 静态电流 全温度范围		±4		±18	±4		±18	V mA mA
	T _A = -40°C至+85°C		6.5	6.8 8		6.5	6.8 8	

¹ 差分 and 共模输入阻抗可通过引脚阻抗求得：Z_{DIFF} = 2(Z_{PIN})；Z_{CM} = Z_{PIN}/2。

² 实际阻抗的计算见图1。

绝对最大额定值

表3.

参数	额定值
电源电压	±18 V
输出短路电流持续时间	未定
在-IN或+IN的最大电压 ¹	±V _S
在-FIL或+FIL的最大电压	±V _S
差分输入电压 ¹	±1 V
在REF的最大电压	±V _S
存储温度范围	−65°C至+150°C
额定温度范围	−40°C至+85°C
最高结温	140°C
ESD	
人体模型	5000 V
充电器件模型	1250 V
充电器件模型	400 V

¹ 电压超出此限值范围时，请使用输入保护电阻。详情见“输入保护”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。

热阻

θ_{JA} 针对最差条件，即焊接在电路板上的器件为表贴封装。

表4. 热阻

封装	θ_{JA}	单位
8引脚 SOIC_N	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。

AD8428

引脚配置和功能描述

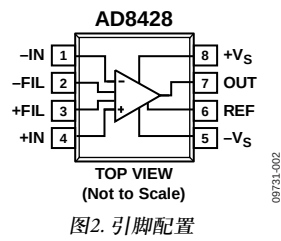


表5. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	说明
1	-IN	负输入引脚。
2	-FIL	负滤波器引脚。
3	+FIL	正滤波器引脚。
4	+IN	正输入引脚。
5	-Vs	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	OUT	输出引脚。
8	+Vs	正电源引脚。

典型性能参数

除非另有说明, $V_s =$, $V_{REF} = 0\text{ V}$, $T_A = 25$, $G = 2000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 。

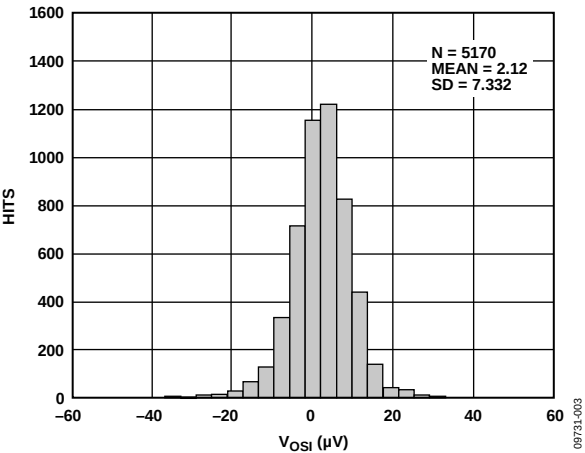


图3. 输入失调电压的典型分布图($V_s = \pm 5\text{ V}$)

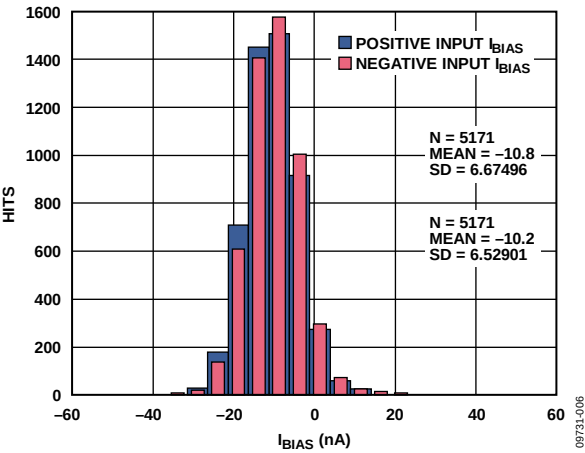


图6. 输入偏置电流的典型分布图

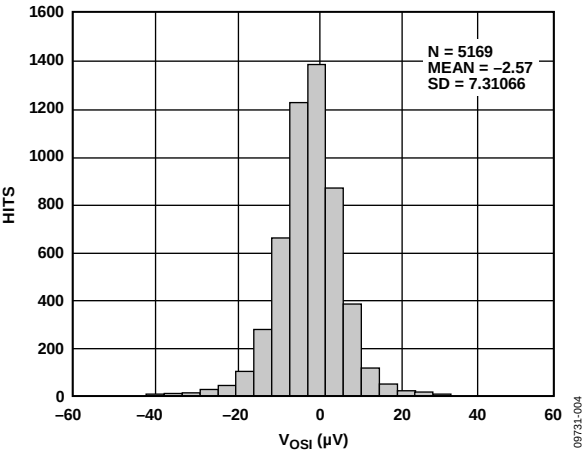


图4. 输入失调电压的典型分布图($V_s = \pm 15\text{ V}$)

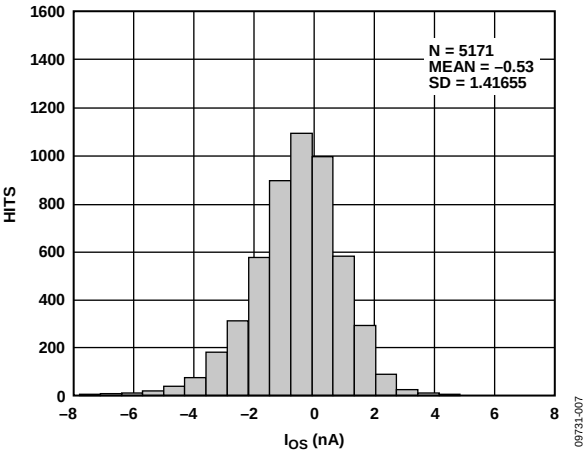


图7. 输入失调电流的典型分布图

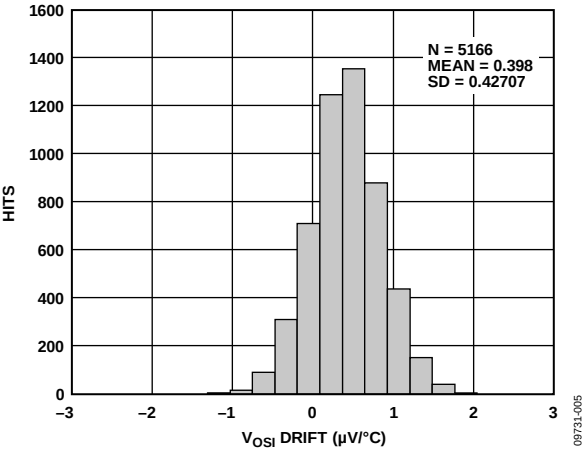


图5. 输入失调电压漂移的典型分布图

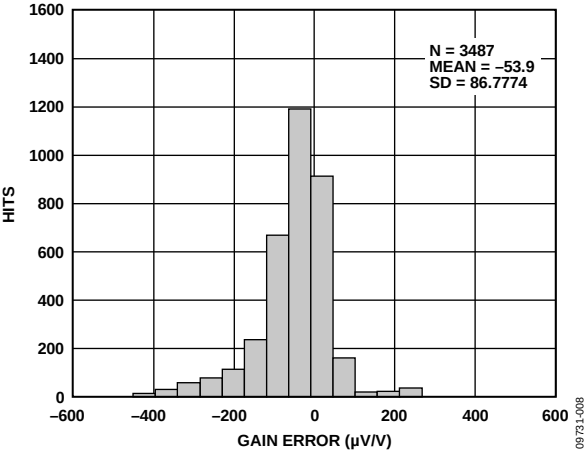


图8. 增益误差的典型分布图(增益 = 2000, $V_s = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$)

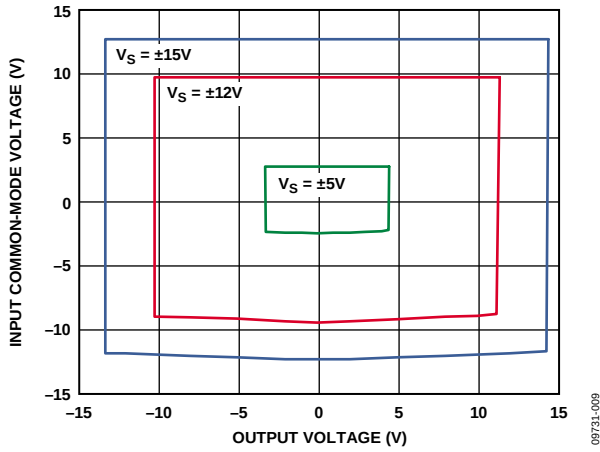


图9. 输入共模电压与输出电压的关系($V_S = \pm 5V$, $V_S = \pm 12V$, $V_S = \pm 15V$)

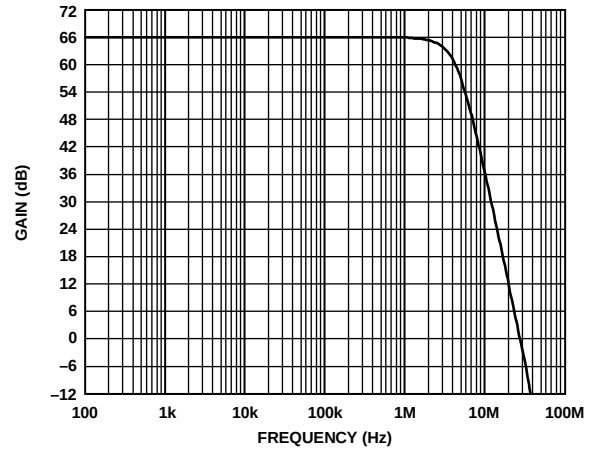


图12. 增益与频率的关系

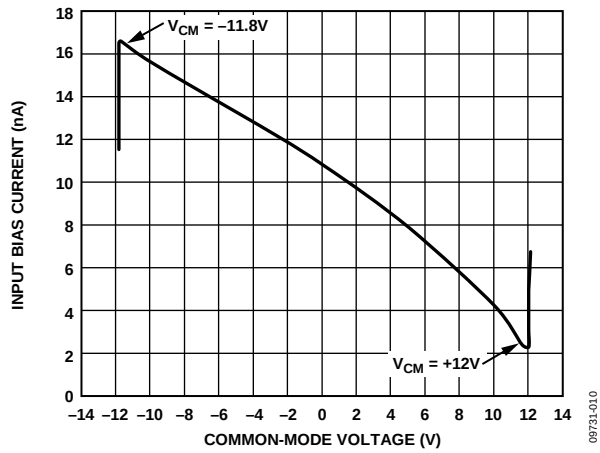


图10. 输入偏置电流与共模电压的关系($V_S = \pm 15V$)

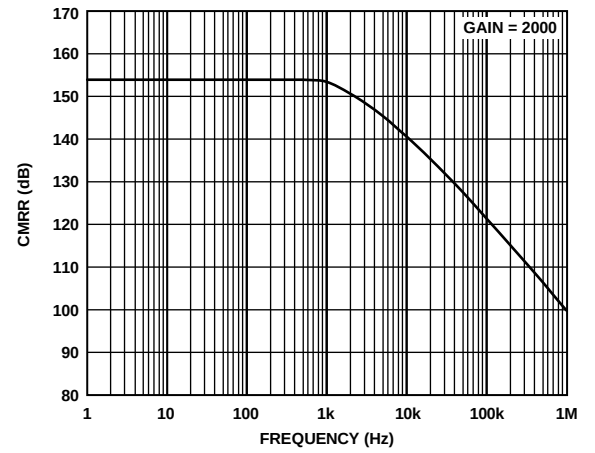


图13. CMRR与频率的关系

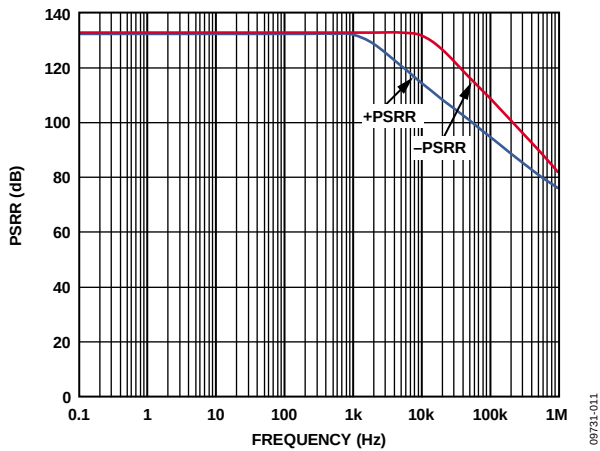


图11. PSRR与频率的关系

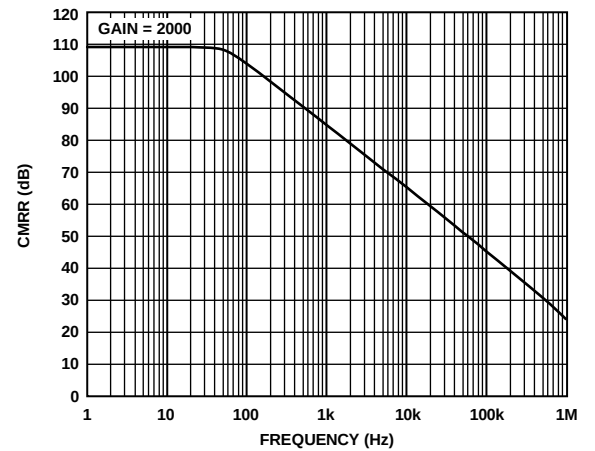


图14. CMRR与频率的关系(1 kΩ非均衡信号源)

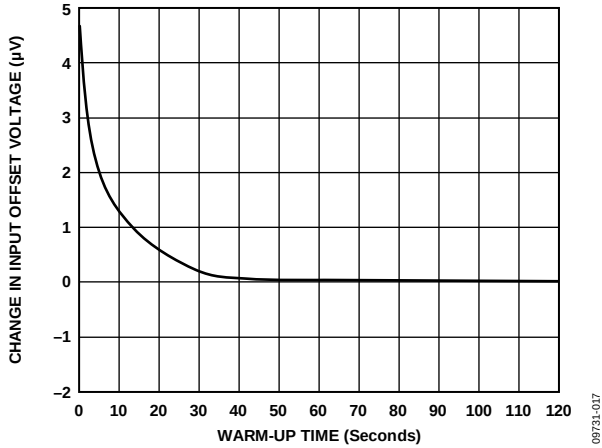


图15. 输入失调电压(V_{OSI})变化与预备时间的关系

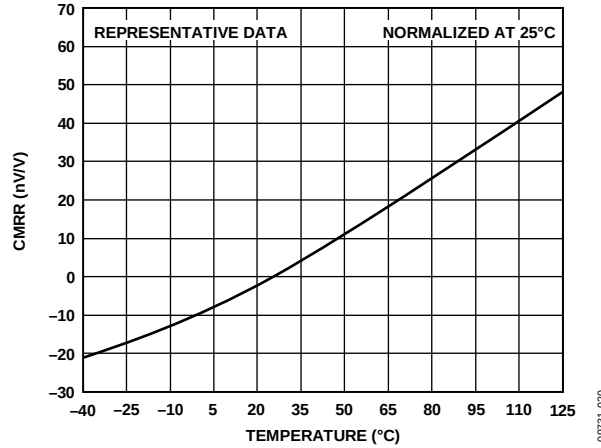


图18. CMRR与温度的关系(归一化至25 $^{\circ}C$)

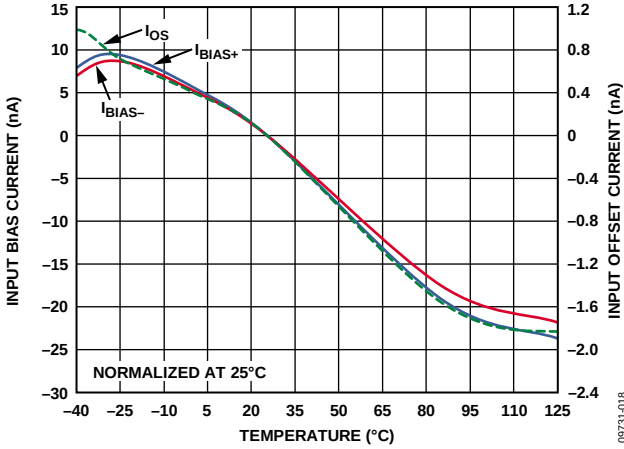


图16. 输入偏置电流和输入失调电流与温度的关系(归一化至25 $^{\circ}C$)

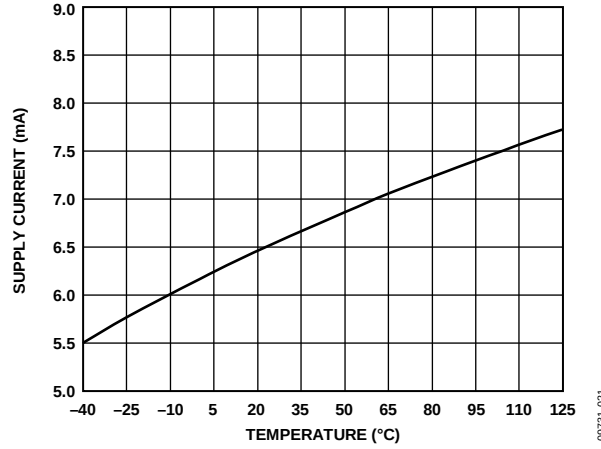


图19. 电源电流与温度的关系

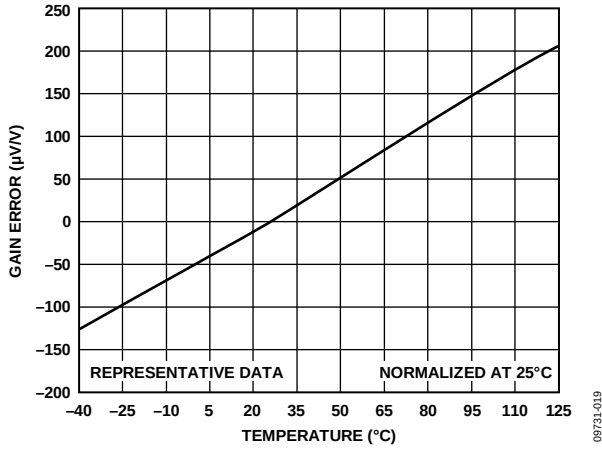


图17. 增益误差与温度的关系(归一化至25 $^{\circ}C$)

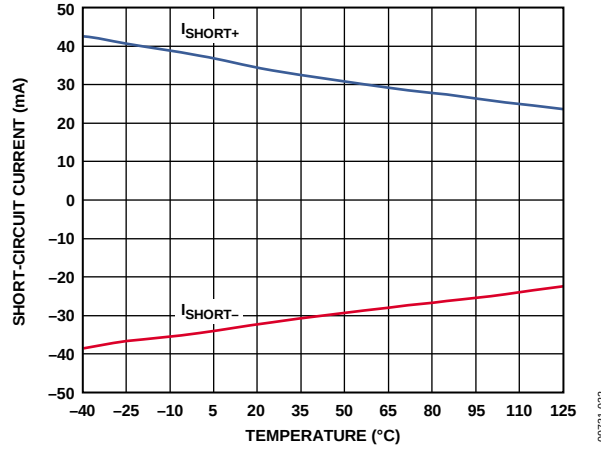


图20. 短路电流与温度的关系

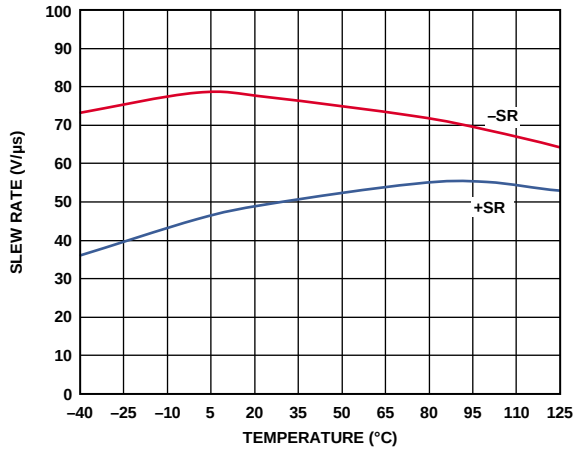


图21. 压摆率与温度的关系($V_s = \pm 15V$)

09731-023

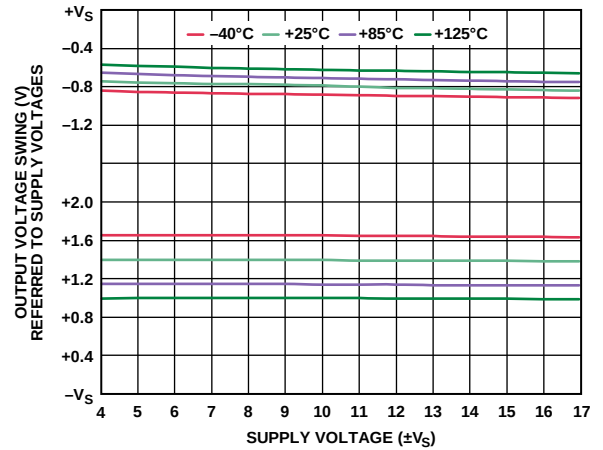


图24. 输出电压摆幅与电源电压的关系($R_L = 10 k\Omega$)

09731-026

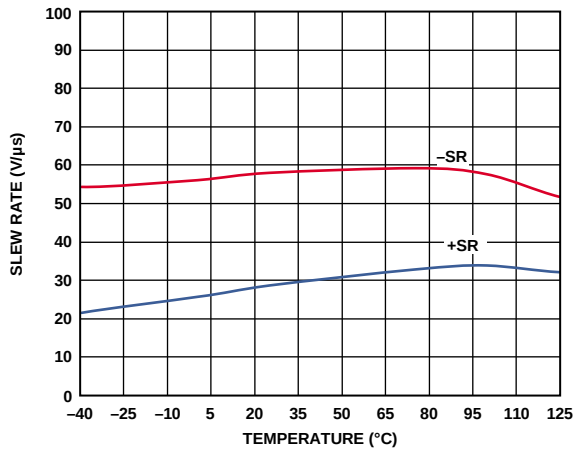


图22. 压摆率与温度的关系($V_s = \pm 5V$)

09731-024

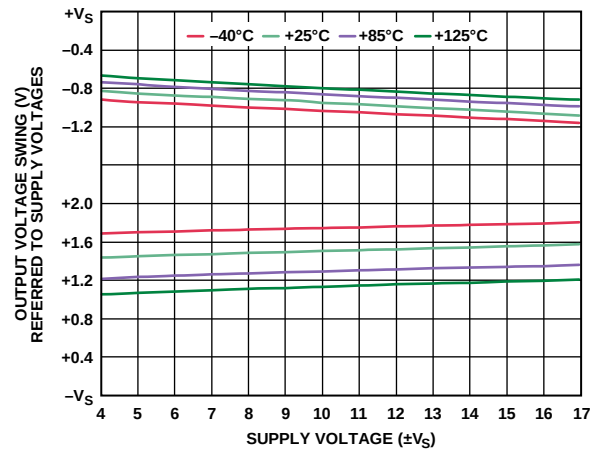


图25. 输出电压摆幅与电源电压的关系($R_L = 2 k\Omega$)

09731-027

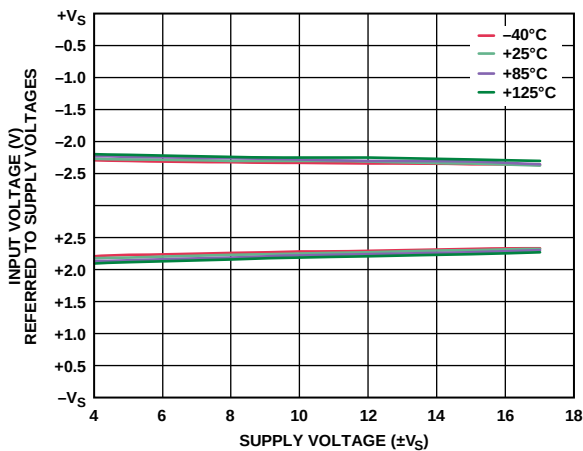


图23. 输入电压限制与电源电压的关系

09731-025

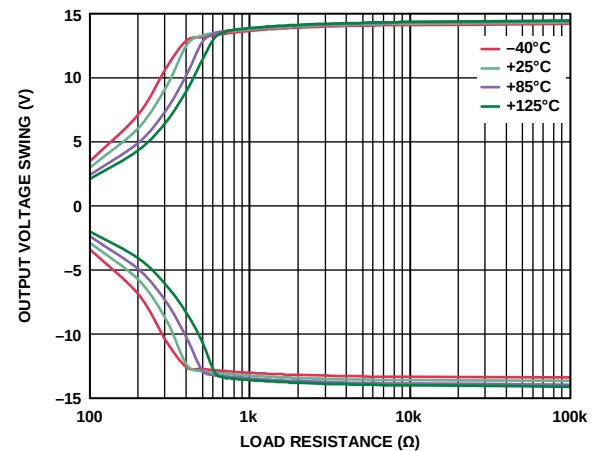


图26. 输出电压摆幅与负载阻抗的关系($V_s = \pm 15V$)

09731-028

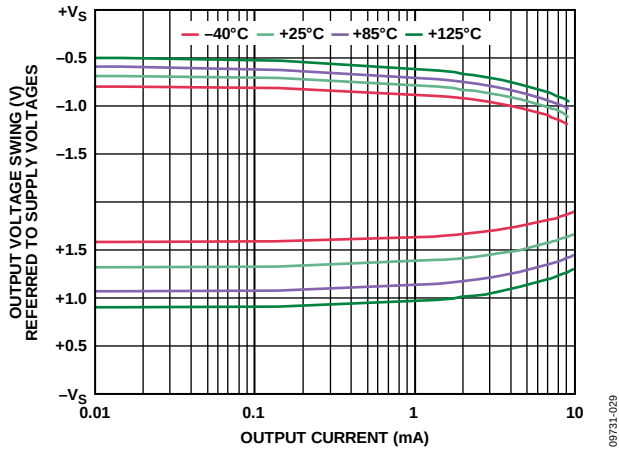


图27. 输出电压摆幅与输出电流的关系($V_s = \pm 15V$)

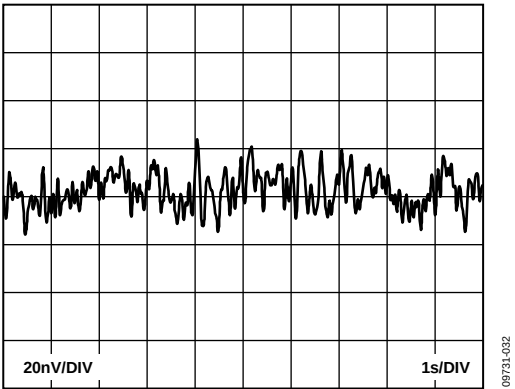


图30. RTI电压噪声(0.1 Hz至10 Hz)

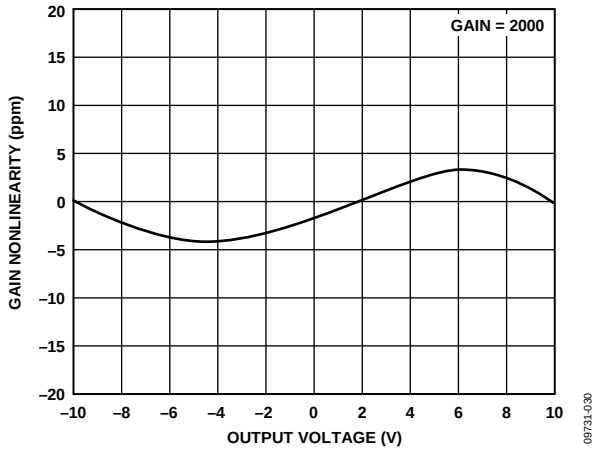


图28. 增益非线性度($R_L = 10\text{ k}\Omega$)

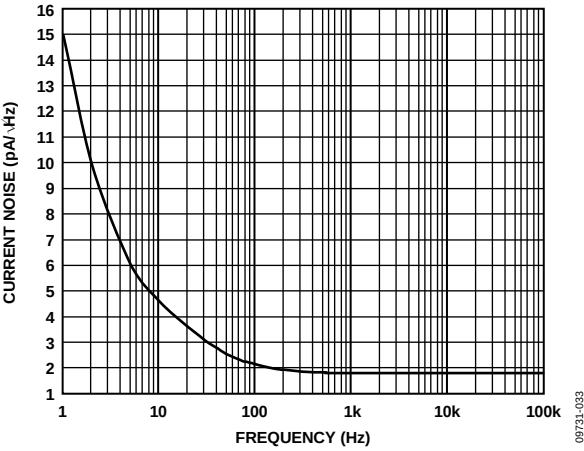


图31. 电流噪声频谱密度与频率的关系

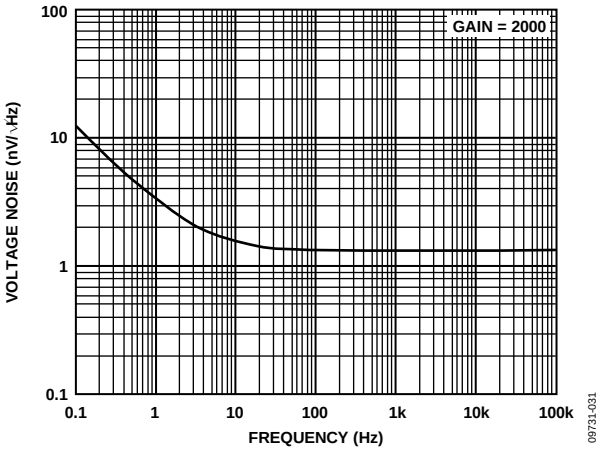


图29. RTI电压噪声频谱密度与频率的关系

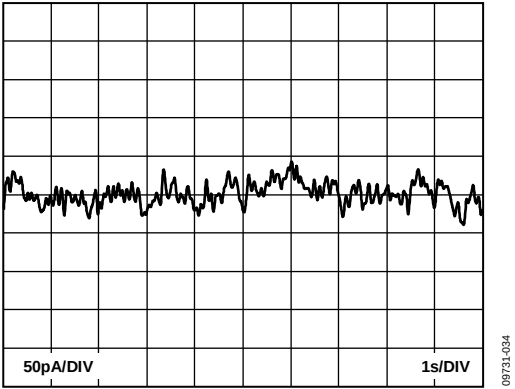


图32. 电流噪声(0.1 Hz至10 Hz)

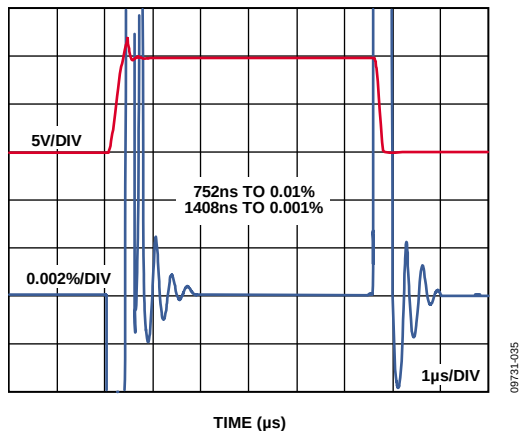


图33. 大信号脉冲响应与建立时间的关系(10 V阶跃, $V_s = \pm 15V$)

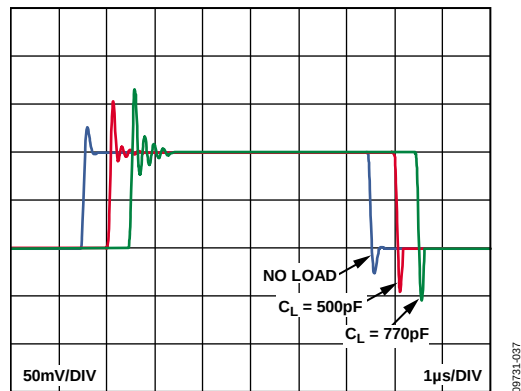


图35. 各种容性负载条件下的小信号脉冲响应(无阻性负载)

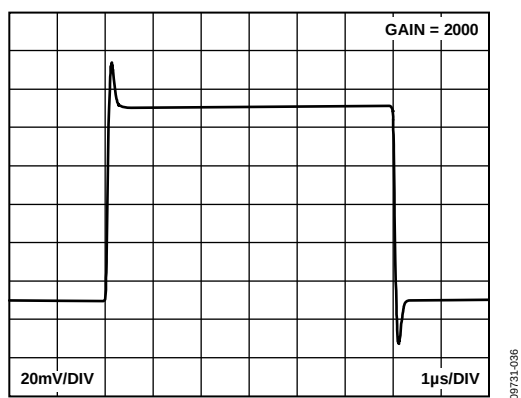


图34. 小信号脉冲响应($R_L = 10 k\Omega$, $C_L = 100 pF$)

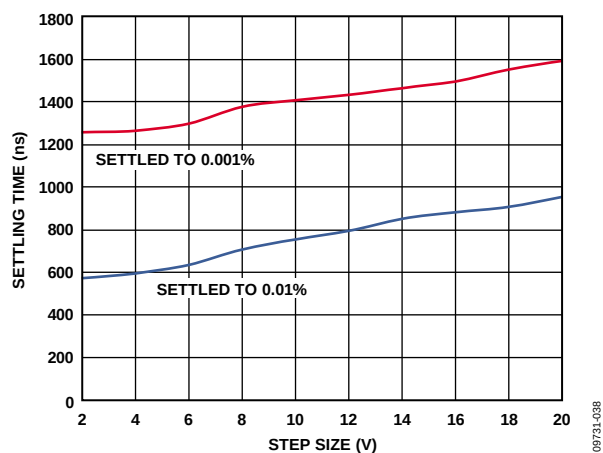


图36. 建立时间与阶跃大小的关系

工作原理

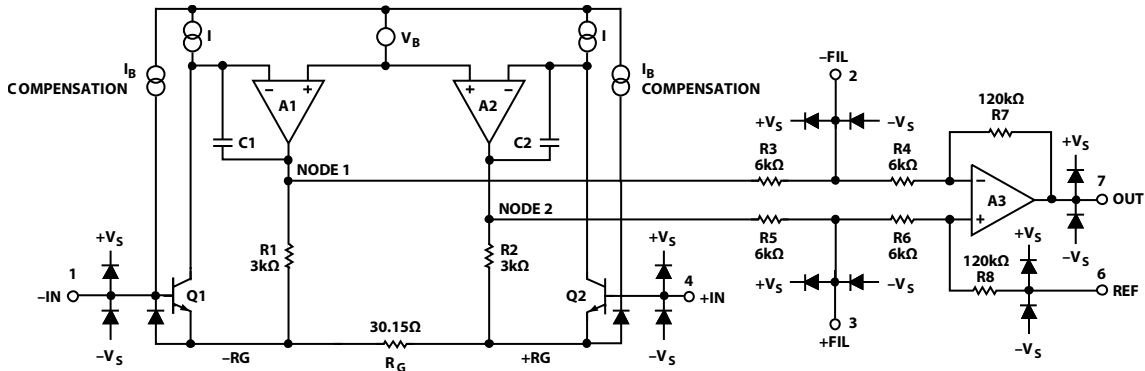


图37. 原理示意图

架构

AD8428以传统的三运放拓扑结构为基础。这种拓扑结构由两级组成：一个提供200倍差分放大的增益级(前置放大器)；其后是一个消除共模电压并提供额外10倍放大的差动放大器(减法器)级。图37显示了AD8428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,这通过迫使 $-RG = -IN -$ 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。

第二级为差动放大器($G = 10$)，由放大器A3和电阻R3至R8组成。共模信号经第二级从放大的差分信号中移除。

AD8428的传递函数为：

$$V_{OUT} = 2000 \times (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{REF}$$

滤波器引脚

-FIL和+FIL引脚分别接入R3和R4之间，以及R5和R6之间。可以在这两个引脚之间添加一个滤波器，也可以连接一个电阻来修改信号到达第二个放大器级之前的增益(参见“应用信息”部分)。

基准引脚

AD8428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到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AD8428可以驱动单电源ADC。REF引脚由ESD二极管保护，该引脚上的电压不应超出 $+V_S$ 或 $-V_S$ 。

为获得最好的性能，REF引脚上信号的源阻抗应保持在 1Ω 以下。如图37所示，基准引脚REF在 $120\text{ k}\Omega$ 电阻的一端。REF引脚额外的阻抗(R_{REF})会导致连接到正输入端的信号被放大，信号放大值可由下式求出：

$$2 \times (120\text{ k}\Omega + R_{REF}) / (240\text{ k}\Omega + R_{REF})$$

只有正信号路径会被放大；负路径不受影响。这种不平衡的放大作用会降低放大器的共模抑制比(CMRR)。

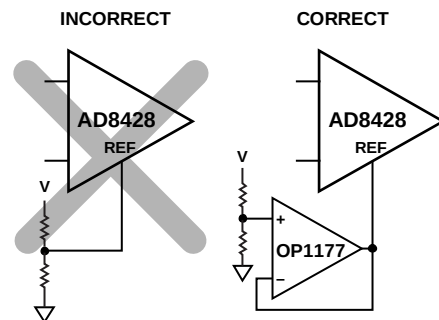


图38. 驱动基准引脚

AD8428

输入电压范围

AD8428的三运放架构在消除差动放大器级的共模电压之前，在第一级调节增益。第一级与第二级间的内部节点(图37中的节点1和2)是由放大后的差分信号、共模信号以及二极管压降组成的混合信号。这一混合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。图9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。

布局布线

为确保AD8428在PCB板级达到最佳性能，必须精心设计电路板布局。AD8428的引脚经过特殊排列，可简化电路板布局，并最大程度降低输入端之间的寄生不平衡。

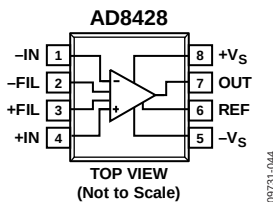


图39. 引脚排列图

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，而后传送到仪表放大器。这种转换也会发生在各输入路径的频率响应不同时。

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，使得输入端与PCB走线的寄生电容之间的相互作用降到最低。

滤波器引脚的寄生电容也会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滤波器引脚处有一个元件，那么该元件的寄生电容应该尽可能的小。

电源与接地

使用稳定的直流电压来给仪表放大器供电。电源引脚上的噪声会对器件性能产生不利影响。更多信息参见图11中的PSRR性能曲线。

尽可能靠近各电源引脚放置一个0.1 μF 电容。因为高频时旁路电容引线的长度至关重要，所以建议使用表面贴装电容。旁路接地走线中的寄生电感会对旁路电容的低阻抗产生不利影响。

如图40所示，离该器件较远的位置可以用一个10 μF 电容。对于在较低频率下发挥作用的较大电容，电流返回路径长度不是非常重要。大多数情况下，其它精密集成电路可以共享该10 μF 电容。

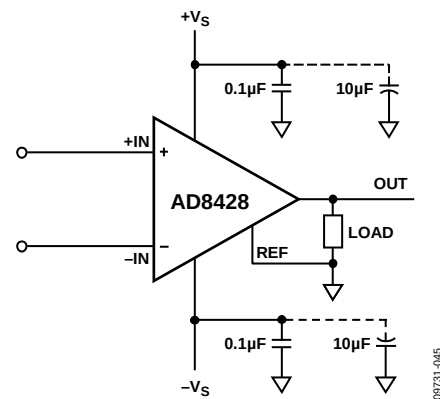


图40. 电源去耦、REF及输出以局部地为参考

接地层有助于减少不需要的寄生电感，使电流发生改变时的压降降至最小。电流路径范围与寄生电感的量级成正比，因此与高频时的路径阻抗也成正比。感应去耦路径或接地回路中的大电流变化会耦合至放大器输入端，从而产生不利影响。

负载电流由电源流入，所以负载应与旁路电容接地连接在同一物理位置。

基准引脚

AD8428的输出电压是相对于基准引脚上的电位而言的。应确保REF与适当的局部地连接。

输入偏置电流返回路径

AD8428的输入偏置电流必须有一个对地的返回路径。当热电偶等信号源无法提供电流返回路径时，应创建一条返回路径，如图41所示。

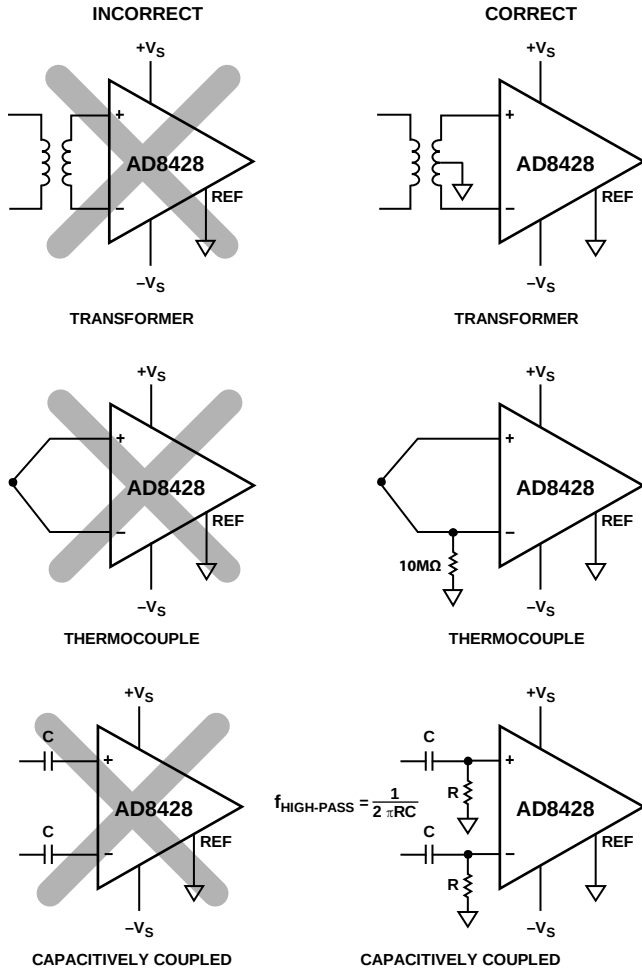


图41. 创建输入偏置电流返回路径

输入保护

AD8428的输入不得超过“绝对最大额定值部分”规定的额定值。如果无法满足这些额定值要求，则应在AD8428之前增加保护电路，以限制输入的最大电流(见“ I_{MAX} ”部分)。

I_{MAX}

AD8428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。

输入电压超出供电轨

如果电压会超出供电轨，则应与每个输入端串联一个外部电阻来限制过载条件下的电流。输入端的限流电阻值可通过下式计算：

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

噪声敏感应用中可能需要较小的保护电阻。低漏电钳位二极管(如BAV199)可用在输入端，将AD8428输入端的电流分流，从而允许采用较小保护电阻值。为了确保电流主要流过外部保护二极管，应在该二极管和AD8428间放入一个小电阻，如33 Ω电阻。

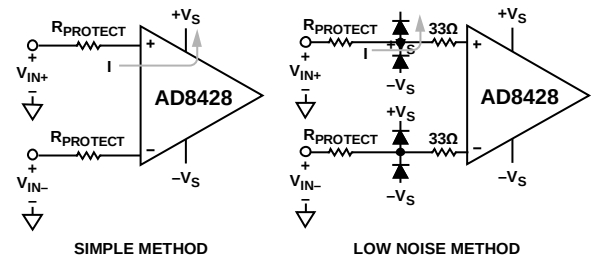


图42. 电压超出供电轨保护

高增益下大差分输入电压

如果高增益条件下会出现大差分电压，则应与每个输入端串联一个外部电阻来限制过载条件下的电流。输入端的限流电阻值可通过下式计算：

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

噪声敏感应用中可能需要较小的保护电阻。低漏电钳位二极管(如BAV199)可用在输入端，将AD8428输入端的电流分流，从而允许采用较小保护电阻值。

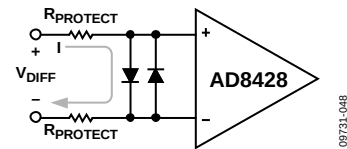


图43. 大差分电压保护

射频干扰(RFI)

AD8428具有高增益和低噪声特性，是一款高灵敏度放大器。因此，在有强RF信号源的应用中使用AD8428时，RF整流可能是个问题。若需使用较长的引线或PCB走线来连接放大器与信号源，则可能加剧这一问题。这种干扰可能会表现为直流失调电压或一系列脉冲。

高频信号可以通过仪表放大器输入端的低通滤波器网络滤除，如图44所示。

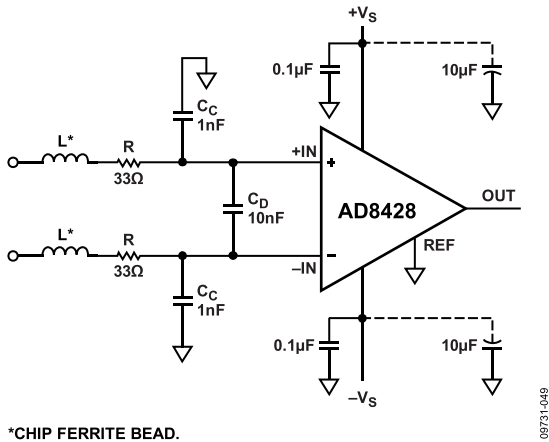


图44. 射频干扰(RFI)抑制

该滤波器会限制差分 and 共模带宽，如下式所示：

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

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

其中， $C_D \geq 10 C_C$ 。

C_D 影响差分信号， C_C 影响共模信号。适当选择R和 C_C 值，使射频干扰最小。正输入端 $R \times C_C$ 与负输入端 $R \times C_C$ 之间的不匹配会降低AD8428的共模抑制比(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，选择电阻和电容值时，需要权衡考量噪声、高频时的输入阻抗和RFI抗扰度。为获得低噪声和足够的RFI滤波性能，建议使用感性铁氧体磁珠(见图44)。使用感性铁氧体磁珠可降低电阻值，有助于最大程度减少输入端噪声。

为获得最佳结果，应将RFI滤波器网络尽量靠近放大器放置。良好的布局布线很关键，可确保滤波器之后的走线上不拾取射频信号。若射频干扰太强以至于无法过滤，则建议使用屏蔽。

注意，RFI滤波器与输入保护可以采用相同的电阻(参见“输入保护”部分)。

输入级噪声计算

放大器前端的总噪声不仅仅取决于数据手册中的技术规格。三个主要噪声源为：

- 源阻抗
- 仪表放大器的电压噪声
- 仪表放大器的电流噪声

在以下计算中，噪声是指折合到输入端(RTI)的噪声；也就是说，计算时将全部噪声源都视为出现在放大器输入端。要计算折合到放大器输出端(RTO)的噪声，只需将RTI噪声乘以仪表放大器的增益即可。

源阻抗噪声

连接至AD8428的任何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45中，组合电阻标记为R1和R2。不论优质与否，任何电阻都会存在固有噪声。该噪声与电阻值的平方根成比例。室温下，该值约等于4 nV/√Hz (电阻值单位为kΩ)。

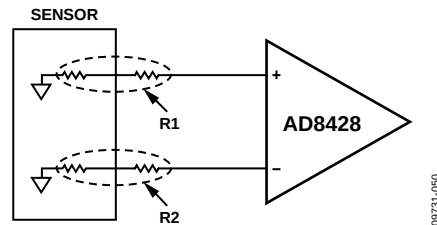


图45. 传感器源阻抗和保护电阻

例如，假设正输入端的传感器和保护组合电阻为4 kΩ，负输入端为1 kΩ，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

与其他通过外部电阻设置增益的仪表放大器不同，AD8428的电压噪声规格已包括输入噪声、输出噪声和电阻RG噪声。

仪表放大器的电流噪声

电流噪声对输入级的贡献(以nV/√Hz为单位)可通过将源电阻(以kΩ为单位)与仪表放大器的额定电流噪声(以pA/√Hz为单位)相乘而计算得到。

例如，如果图45中的R1源阻抗为4 kΩ且R2源电阻为1 kΩ，那么总电流噪声可通过下式计算：

$$\sqrt{(4 \times 1.5)^2 + (1 \times 1.5)^2} = \sqrt{36 + 2.25} = 6.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

总噪声密度计算

仪表放大器折合到输入端的总噪声由源阻抗噪声、电压噪声和电流噪声的平方和再取平方根得出。

例如，如果图45中的R1源阻抗为4 kΩ且R2源阻抗为1 kΩ，那么折合到输入的总噪声可通过下式计算：

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

应用信息

仪表放大器的经典三运放拓扑结构通常将所有增益置于第一级，并仅在第二级中抑制共模信号。在高增益条件下工作时，任何放大器都对较大的干扰信号敏感，这类大干扰信号能让放大器饱和，从而无法恢复感兴趣的信号。

AD8428将2000总增益分为两级实现：前置放大级为200，减法器级为10。降低第一级增益有助于避免前置放大器发生饱和，进而增加共模范围和差分信号范围。

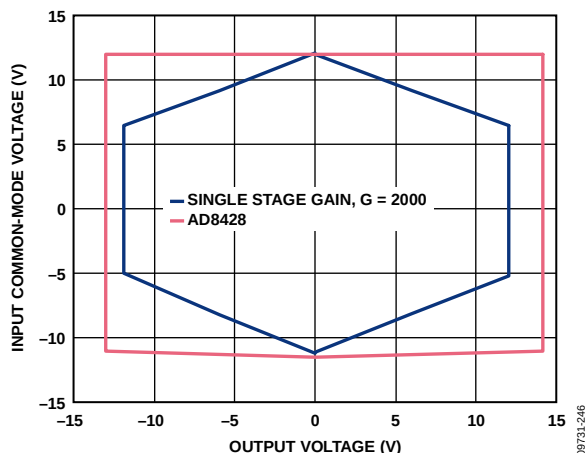


图46. AD8428与单增益级拓扑结构，G = 2000

此外，级间滤波有助于在信号到达第二个放大级之前对信号进行衰减。该滤波有助于防止第二级放大器饱和，前提是信号频率与感兴趣信号频率不同。

无源网络对滤波器引脚的影响

AD8428滤波器引脚允许接入两个放大级之间。在这两个引脚之间加入一个无源网络可让传递函数适用于放大器的频率范围。传递函数的通用表达式如公式1所示：

$$G(s) = \frac{2000 \times Z(s)}{Z(s) + 6000} \quad (1)$$

其中，Z(s)是滤波器引脚上网络的阻抗。

使用滤波器引脚的电路 为放大器设置不同增益

传递函数公式(公式1)的最简单形式表示，AD8428可配置为低于2000的增益。这可通过在滤波器引脚上连接一个电阻来实现。与传统仪表放大器的增益配置不同，此电阻可衰减之前由200初始增益放大的信号。

由于此电阻位于减法器级的反馈内部，它也会修改减法器的增益。总增益公式是传递函数公式(公式1)的简化版本。

$$G = \frac{2000 \times R_G}{R_G + 6000} \quad (2)$$

RG单位为Ω。达到目标增益所需的电阻值可通过下式计算：

$$R_G = \frac{6000 \times G}{2000 - G}$$

不使用增益电阻时，AD8428默认为G = 2000。为放大器设置不同增益时，绝对增益精度仅为10%。此外，外部增益电阻的温度失配会增加仪表放大器的增益漂移。不使用增益电阻时，增益误差和增益漂移保证最小。对于要求在不同增益条件下具有高精度的低噪声和宽带宽应用，应当考虑使用AD8429。

低通滤波器

为帮助限制差分干扰信号，可在AD8428的滤波器引脚上增加一个电容来实施一个低通滤波器，如图47所示。

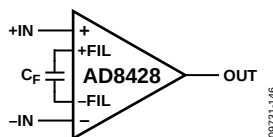


图47. 差分低通滤波器

此单极点滤波器可以限制信号带宽，如下式所示：

$$f_c = \frac{1}{2\pi(6 \text{ k}\Omega)C_F}$$

6 kΩ系数来自内部电阻值。这些电阻的容差为10%；因此，使用容差性能优于5%的电容并不会大幅改善截止频率的绝对容差。

限制放大器的带宽还有助于最大程度地减少输出端的带外噪声。

注意，通过在每个滤波器引脚与地之间添加电容以滤除共模信号的做法会降低放大器的性能。由于这种方法会降低CMRR性能，因此一般不建议使用。此外，滤除共模信号对于防止内部节点的饱和几乎没有作用。相反，施加在前置放大器的负载会使放大器在更小的共模信号下也会发生饱和。

陷波滤波器

在干扰信号频率已知的情况下,可采用陷波滤波器来将已知信号对测量的影响降至最低。在滤波器引脚之间增加一个串联LC网络即可实现该滤波器,如图48所示。

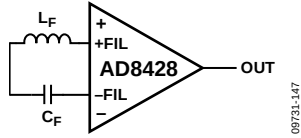


图48. 陷波滤波器示例

电感和电容形成谐振电路,抑制陷波附近的频率。中心频率可通过下式计算:

$$f_N = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}}$$

该滤波器的系数Q通过下式计算:

$$Q = \frac{1}{6000} \sqrt{\frac{L_F}{C_F}}$$

中心频率 f_N 的精度仅取决于电容和电感的容差,而非内部电阻值。不过,电路的Q值同时取决于外部元件的容差和内部电阻的绝对容差(通常为10%)。

系数Q是一项滤波器参数,用于指示陷波滤波器的陷波宽度。其定义为:

$$Q = \frac{f_N}{B - f_A}$$

其中, f_A 和 f_B 是陷波两端各有-3 dB衰减的频率。

根据该公式,Q越大,陷波越窄——也就是说,较大的Q值增加陷波的选择性。换言之,虽然较大的Q值可减少陷波对相邻频率上幅度和相位的影响,但抑制无用频率的能力也同样有所下降,因为它与实际中心频率不匹配。这种不匹配的原因可能是影响信号源的频率变化以及滤波器电感和电容值的容差。

相比之下,较小的Q值更能保证对干扰频率进行衰减,但这些较小值同样会影响目标信号——如果它们过于靠近陷波的中心频率。

例如,如果目标是将干扰信号衰减20 dB,则较大的Q值可减少陷波有效的频率范围,如图49所示。

而较小的Q值会增加相同衰减的范围,放宽电感和电容之间的容差要求,以及干扰信号频率不确定性的要求。不过,较小的Q值会对陷波频率十倍以前的信号带宽产生极大的影响。

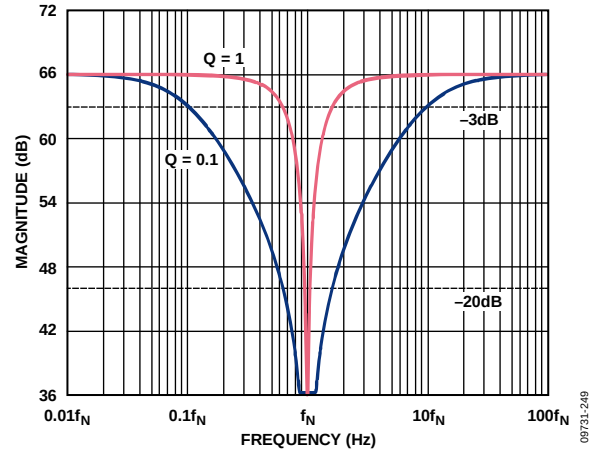


图49. 陷波滤波器衰减(中心频率附近, $Q = 0.1$ 且 $Q = 1$)

若采用陷波滤波器,则在其中心频率 f_N 处可获得最大衰减。此最大衰减(或陷波深度)取决于中心频率时电感和电容的等效串联电阻。选择高品质因数的元件可改善滤波器中心频率的抑制性能。有关计算目标频率下获得所需衰减时最大允许串联电阻的信息,请参见“为放大器设置不同增益”部分。

提取输入信号中的共模电压

输入端的共模信号可通过在滤波器引脚和中心抽头之间插入两个电阻来提取,如图50所示。共模电压 V_{CM} 是两个输入端的电压平均值减去0.6 V压降。

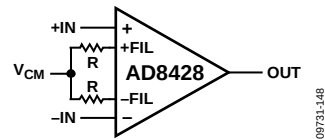
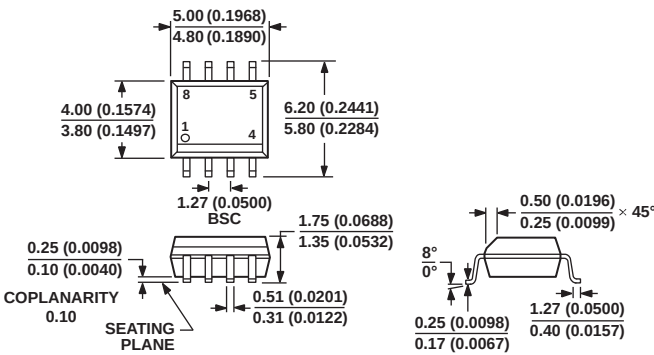


图50. 提取共模电压

电阻值应该足够大,以最大程度地降低对增益精度的影响。例如,2 MΩ电阻值产生低于0.2%的额外增益误差。有关这些电阻对放大器增益产生的影响,请参见“无源网络对滤波器引脚的影响”部分。

AD8428

外形尺寸



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.

012407-A

图51. 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
AD8428ARZ	−40°C至+85°C	8引脚 SOIC_N	R-8
AD8428ARZ-RL	−40°C至+85°C	8引脚 SOIC_N, 13"卷带和卷盘	R-8
AD8428BRZ	−40°C至+85°C	8引脚 SOIC_N	R-8
AD8428BRZ-RL	−40°C至+85°C	8引脚 SOIC_N, 13"卷带和卷盘	R-8

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。