

产品特性

低输入偏置电流

±20 fA (最大值, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 通过生产测试保证)

±20 fA (最大值, $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$)

±250 fA (最大值, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, 通过生产测试保证)

低失调电压: 50 μV (最大值, 额定CMRR范围)

失调电压漂移: ±0.13 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (典型值), ±0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)

集成保护环缓冲器具有100 μV 最大失调

低电压噪声密度: 14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (10 kHz)

宽带宽: 2 MHz单位增益交越

电源电压: 4.5 V至16 V (±2.25 V至±8 V)

工作温度: -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$

长期失调电压漂移 (10,000小时): 0.5 μV (典型值)

温度迟滞: 1.5 μV (典型值)

应用

实验室和分析仪器仪表: 分光光度计、色谱仪、质谱仪、恒电
位和恒电流库仑分析

仪器仪表: 皮安安培计、库仑计

用于光电二极管、电离室和工作电极测量的跨阻放大器 (TIA)

用于化学传感器和容性传感器的高阻抗缓冲器

概述

ADA4530-1是一款fA级 (10^{-15}A) 输入偏置电流运算放大器, 适合作为静电计, 同时集成了保护环缓冲器。其工作电压范围是4.5 V至16 V, 可采用常规5 V和10 V单电源以及±2.5 V和±5 V双电源系统供电。

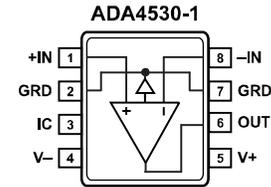
该器件提供超低输入偏置电流, 并且在 25°C 和 125°C 下对输入偏置电流进行过生产测试, 以确保器件达到用户系统的性能目标。集成式保护环缓冲器用于隔离输入引脚以防受到印刷电路板 (PCB) 漏电流的影响, 而且能减少电路板元件数, 简化系统设计。ADA4530-1采用工业标准8引脚SOIC表贴封装, 独特的引脚排列经过优化, 可防止敏感输入引脚、电源和输出引脚之间的信号耦合, 同时简化保护环走线的布线。

ADA4530-1还具有低失调电压、低失调漂移、低电压噪声和电流噪声特性, 适合要求极低漏电流的应用。

为使系统的动态范围最大, ADA4530-1具有轨到轨输出级, 在10 k Ω 负载下, 其通常可驱动至供电轨的30 mV范围内。

ADA4530-1的工作温度范围为 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 工业温度范围内, 采用8引脚SOIC封装。

引脚接线图



NOTES
1. IC = INTERNAL CONNECTION. THIS PIN MUST BE CONNECTED TO V- OR LEFT UNCONNECTED.

图1.

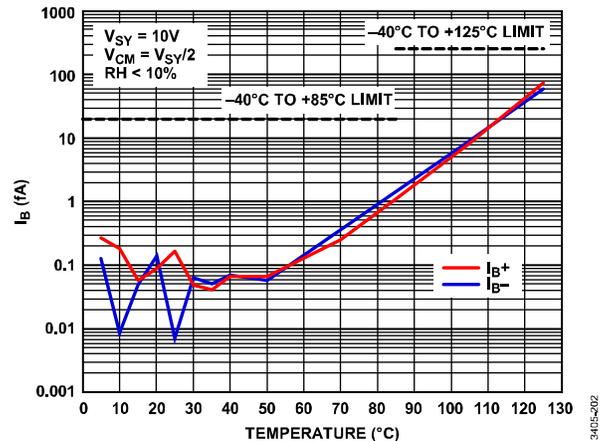


图2. 输入偏置电流 (I_B) 与温度的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$

Rev. B

Document Feedback

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 ©2015-2017 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com/cn

ADA4530-1*产品页面快速链接

内容最后更新日期：2017/6/9

类似器件

查看类似器件的参数搜索。

评估套件

- ADA4530-1评估板

文档

应用笔记

- AN-1373：ADA4530-1飞安级输入偏置电流测量

用户指南

- UG-865：ADA4530-1 8引脚SOIC封装评估板

工具和仿真

- 模拟光电二极管向导
- ADA4530 SPICE宏模型

参考设计

- CN0407

参考资料

新闻

- 静电计级放大器缩小化学分析仪器的尺寸并提高精度

技术文章

- 有保护的限幅器改善高阻抗传感器的动态范围

设计资源

- ADA4530-1材料声明
- PCN-PDN信息
- 质量和可靠性
- 原理图符号和PCB封装

讨论

查看在线技术支持论坛上关于ADA4530-1的所有讨论。

申请样片与购买

访问产品页面以查看定价。

技术支持

提交技术问题或查找所在区域的技术支持电话号码。

文档反馈

提交有关该数据手册的反馈。

目录

产品特性.....	1	输入电阻.....	34
应用.....	1	输入失调电压.....	34
引脚接线图.....	1	绝缘电阻.....	34
概述.....	1	保护.....	35
修订历史.....	3	介电弛豫.....	35
技术规格.....	4	湿度影响.....	37
5 V标称电气特性.....	4	污染.....	38
10 V标称电气特性.....	6	清洁和处理.....	39
15 V标称电气特性.....	8	焊膏选择.....	39
绝对最大额定值.....	10	电流噪声考虑.....	40
热阻.....	10	布局布线指南.....	43
ESD警告.....	10	保护技术的物理实现.....	43
引脚配置和功能描述.....	11	保护环.....	43
典型性能参数.....	12	保护层.....	43
主放大器, 直流性能.....	12	过孔防护.....	44
主放大器, 交流性能.....	21	电缆和连接器.....	44
保护放大器.....	27	静电接口.....	44
工作原理.....	29	光电二极管接口.....	45
ESD结构.....	29	直流误差分析.....	45
输入级.....	29	交流误差分析.....	45
增益级.....	30	噪声分析.....	46
输出级.....	30	设计建议.....	47
保护环缓冲器.....	30	设计示例.....	47
应用信息.....	31	电源建议.....	50
输入保护.....	31	电源考虑.....	50
单电源、轨到轨输出.....	31	长期漂移.....	51
容性负载稳定性.....	31	温度迟滞.....	51
EMI抑制比.....	32	外形尺寸.....	52
高阻抗测量.....	33	订购指南.....	52
输入偏置电流.....	33		

修订历史

2017年5月—修订版A至修订版B

更改“产品特性”和“概述”部分 1

表1的“失调电压”参数更改为“输入失调电压”参数 4

表2的“失调电压”参数更改为“输入失调电压”参数 6

表3的“失调电压”参数更改为“输入失调电压”参数 8

更改“EMI抑制比”部分和图102 32

移动图114 38

更改“电流噪声考虑”部分 41

增加“长期漂移”部分、“温度迟滞”部分、图136、图137和图138；重新排序 51

更改“订购指南”部分 52

2016年3月—修订版0至修订版A

DNC引脚更改为IC引脚 通篇

更改图1 1

更改图3和表6 10

更改图29 15

更改“工作原理”部分 28

更改“湿度影响”部分和图112 36

增加“电源建议”部分、“电源考虑因素”部分、表16和图133至图135 49

2015年10月—修订版0：初始版

技术规格

5 V标称电气特性

除非另有说明，电源电压 (V_{SY}) = 4.5 V，共模电压 (V_{CM}) = $V_{SY}/2$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。典型值等于特性分布的平均值；最小值和最大值经过生产测试。

表1.

参数 ¹	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性						
输入偏置电流 ^{2,3}	I_B	$R_H < 50\%$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$, $R_H < 50\%$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, $R_H < 50\%$		<1	± 20	fA fA
输入失调电流 ³	I_{OS}	$R_H < 50\%$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, $R_H < 50\%$		<1	± 20	fA
输入失调电压 ^{2,4}	V_{OS}	$V_{CM} = 1.5\text{ V至}3\text{ V}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V至}3\text{ V}$, $0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V至}3\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0\text{ V至}3\text{ V}$		+8 +9	± 40 ± 50	μV μV
失调电压漂移 ^{2,4}	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$		+0.13 -0.7	± 0.5 ± 2.8	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入电压范围	IVR		0		3	V
共模抑制比	CMRR	$V_{CM} = 1.5\text{ V至}3\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0\text{ V至}3\text{ V}$	92 90 73	114		dB dB dB
大信号电压增益	A_{VO}	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} , $V_{OUT} = 0.2\text{ V至}4.3\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	120 120	143		dB dB
输入电阻	R_{IN}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		>100		T Ω
输入电容	C_{IN}			8		pF
输出特性						
输出高电压	V_{OH}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	4.47 4.46 4.4 4.38	4.49 4.45		V V V V
输出低电压	V_{OL}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		10 30 30	30 40 100	mV mV mV
短路电流	I_{SC}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		15	120	mV
拉电流				15		mA
灌电流				-30		mA
闭环输出阻抗	Z_{OUT}	$f = 1\text{ MHz}$, $A_V = 1$		20		Ω
电源						
电源抑制比	PSRR	$V_{SY} = 4.5\text{ V至}16\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	130 130	150		dB dB
电源电流	I_{SY}	$I_{OUT} = 0\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.9	1.3 1.5	mA mA
动态性能						
压摆率	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_V = 1$		1.4		V/ μs
增益带宽积	GBP	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_V = 100$		2		MHz
单位增益交越	UGC	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_{VO} = 1$		2		MHz

参数 ¹	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
-3 dB闭环带宽	f_{-3dB}	$V_{IN}=10\text{ mV rms}$, $R_L=10\text{ k}\Omega$, $C_L=10\text{ pF}$, $A_V=1$		6		MHz
相位裕量	Φ_M	$V_{IN}=10\text{ mV rms}$, $R_L=10\text{ k}\Omega$, $C_L=10\text{ pF}$, $A_{V0}=1$		62		度
0.1%建立时间	t_S	$V_{IN}=0.5\text{ V}$ 阶跃, $R_L=10\text{ k}\Omega$, $C_L=10\text{ pF}$, $A_V=-1$		5		μs
+IN的EMI抑制比	EMIRR	$V_{IN}=100\text{ mV}$ 峰值, $f=400\text{ MHz}$		50		dB
		$V_{IN}=100\text{ mV}$ 峰值, $f=900\text{ MHz}$		60		dB
		$V_{IN}=100\text{ mV}$ 峰值, $f=1800\text{ MHz}$		80		dB
		$V_{IN}=100\text{ mV}$ 峰值, $f=2400\text{ MHz}$		90		dB
噪声性能						
峰峰值电压噪声	$e_N\text{ p-p}$	$f=0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz		4		$\mu\text{V p-p}$
电压噪声密度	e_N	$f=10\text{ Hz}$		80		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f=1\text{ kHz}$		16		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f=10\text{ kHz}$		14		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
电流噪声密度	i_N	$f=0.1\text{ Hz}$		0.07		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
总谐波失真+噪声	THD + N	$A_V=1$, $f=1\text{ kHz}$, $V_{IN}=0.5\text{ V rms}$				
带宽 = 90 kHz				0.003		%
带宽 = 500 kHz				0.0045		%
保护环缓冲器						
保护环缓冲器失调电压 ^{2,4,5}	V_{GOS}	$V_{CM}=1.5\text{ V}$ 至 3 V		15	100	μV
		$V_{CM}=1.5\text{ V}$ 至 3 V , $0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$			120	μV
		$V_{CM}=1.5\text{ V}$ 至 3 V , $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$			250	μV
		$V_{CM}=0.1\text{ V}$ 至 3 V			150	μV
保护缓冲器失调电压漂移 ^{2,4}	$\Delta V_{GOS}/\Delta T$	$0^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.18	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		$-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$		1.4	7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输出阻抗	Z_{GOUT}	$V_{GOS} < 150\text{ }\mu\text{V}$		1		k Ω
输出电压范围		$V_{GOS} < 150\text{ }\mu\text{V}$	0.1		3	V
-3 dB带宽	$f_{-3dBGUARD}$	$V_{IN}=10\text{ mV rms}$, $C_L=10\text{ pF}$		5.5		MHz

¹ 这些规格代表采用 $5\text{ V} \pm 10\%$ 电源时的性能。所有规格均是在 4.5 V 电源电压的最差情况下测得。

² $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ 和 $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ 时的最大值规格通过特性测试来保证。

³ RH表示相对湿度（更多信息参见“湿度影响”部分）。

⁴ 典型值规格等于特性分布的平均值加上标准偏差。

⁵ 保护缓冲器失调电压指保护缓冲器输出与同相输入之间的电压差。

10 V标称电气特性

除非另有说明， $V_{SY} = 10\text{ V}$ ， $V_{CM} = V_{SY}/2$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ；典型值等于特性分布的平均值；最小值和最大值经过生产测试。

表2.

参数 ¹	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性						
输入偏置电流 ^{2,3}	I_B	$R_H < 50\%$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ， $R_H < 50\%$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ， $R_H < 50\%$		<1	± 20	fA
输入失调电流 ³	I_{OS}	$R_H < 50\%$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ， $R_H < 50\%$		<1	± 20	fA
输入失调电压 ^{2,4}	V_{OS}	$V_{CM} = 1.5\text{ V至}8.5\text{ V}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V至}8.5\text{ V}$ ， $0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V至}8.5\text{ V}$ ， $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0\text{ V至}8.5\text{ V}$		+8	± 40	μV
失调电压漂移 ^{2,4}	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$		+0.13	± 0.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入电压范围	IVR		0		8.5	V
共模抑制比	CMRR	$V_{CM} = 1.5\text{ V至}8.5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0\text{ V至}8.5\text{ V}$	105	114		dB
大信号电压增益	A_{VO}	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} ， $V_{OUT} = 0.5\text{ V至}9.5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	87	150		dB
输入电阻	R_{IN}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		>100		T Ω
输入电容	C_{IN}			8		pF
输出特性						
输出高电压	V_{OH}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	9.96 9.94 9.93 9.75	9.97		V
输出低电压	V_{OL}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		15	40	mV
短路电流	I_{SC}			70	170	mV
拉电流					250	mV
灌电流				15		mA
闭环输出阻抗	Z_{OUT}	$f = 1\text{ MHz}$ ， $A_V = 1$		-30		mA
电源						
电源抑制比	PSRR	$V_{SY} = 4.5\text{ V至}16\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	130	150		dB
电源电流	I_{SY}	$I_{OUT} = 0\text{ mA}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	130	0.9	1.3	dB
动态性能						
压摆率	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ ， $C_L = 10\text{ pF}$ ， $A_V = 1$		1.4		V/ μs
增益带宽积	GBP	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$ ， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ， $C_L = 10\text{ pF}$ ， $A_V = 100$		2		MHz
单位增益穿越	UGC	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$ ， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ， $C_L = 10\text{ pF}$ ， $A_{VO} = 1$		2		MHz
-3 dB闭环带宽	f_{-3dB}	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$ ， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ， $C_L = 10\text{ pF}$ ， $A_V = 1$		6		MHz
相位裕量	Φ_M	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$ ， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ， $C_L = 10\text{ pF}$ ， $A_{VO} = 1$		62		度

参数 ¹	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
0.1%建立时间 +IN的EMI抑制比	t_s EMIRR	$V_{IN} = 1\text{ V}$ 阶跃, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_v = -1$ $V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 400\text{ MHz}$ $V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 900\text{ MHz}$ $V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 1800\text{ MHz}$ $V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 2400\text{ MHz}$		6 50 60 80 90		μs dB dB dB dB
噪声性能 峰峰值电压噪声 电压噪声密度 电流噪声密度 总谐波失真+噪声 带宽 = 90 kHz 带宽 = 500 kHz	e_n p-p e_n i_n THD + N	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz $f = 10\text{ Hz}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$ $f = 0.1\text{ Hz}$ $A_v = 1$, $f = 1\text{ kHz}$, $V_{IN} = 2\text{ V rms}$		4 80 16 14 0.07 0.0015 0.0025		$\mu\text{V p-p}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ % %
保护环缓冲器 保护环缓冲器失调电压 ^{2,4,5} 保护缓冲器失调电压漂移 ^{2,4} 输出阻抗 输出电压范围 -3 dB带宽	V_{GOS} $\Delta V_{GOS}/\Delta T$ Z_{GOUT} $f_{-3\text{dBGUARD}}$	$V_{CM} = 1.5\text{ V}$ 至 8.5 V $V_{CM} = 1.5\text{ V}$ 至 8.5 V , $0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V}$ 至 8.5 V , $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0.1\text{ V}$ 至 8.5 V $0^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ $V_{GOS} < 150\text{ }\mu\text{V}$ $V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $C_L = 10\text{ pF}$		15 0.18 1.4 1 0.1 5.5	100 120 250 150 1 7 8.5	μV μV μV μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ k Ω V MHz

¹ 这些规格代表采用 $10\text{ V} \pm 10\%$ 电源时的性能。所有规格均是在 10 V 电源电压下测得。

² $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ 和 $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ 时的最大值规格通过特性测试来保证。

³ RH表示相对湿度（更多信息参见“湿度影响”部分）。

⁴ 这些典型值规格等于特性分布的平均值加上标准偏差。

⁵ 保护环缓冲器失调电压指保护缓冲器输出与同相输入之间的电压差。

15 V标称电气特性

除非另有说明， $V_{SY} = 16\text{ V}$ ， $V_{CM} = V_{SY}/2$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ；典型值等于特性分布的平均值；最小值和最大值经过生产测试。

表3.

参数 ¹	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性						
输入偏置电流 ^{2,3}	I_B	RH < 50% -40°C < T_A < +85°C, RH < 50% -40°C < T_A < +125°C, RH < 50%		<1	±20	fA fA fA
输入失调电流	I_{OS}	RH < 50% -40°C < T_A < +125°C, RH < 50%		<1	±20	fA fA
输入失调电压 ^{2,4}	V_{OS}	$V_{CM} = 1.5\text{ V至}14.5\text{ V}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V至}14.5\text{ V}$, $0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 1.5\text{ V至}14.5\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0\text{ V至}14.5\text{ V}$		+8 +9	±40 ±50 ±70 ±150	μV μV μV μV
失调电压漂移 ^{2,4}	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$		+0.13 -0.7	±0.5 ±2.8	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入电压范围	IVR		0		14.5	V
共模抑制比	CMRR	$V_{CM} = 1.5\text{ V至}14.5\text{ V}$ -40°C < T_A < +125°C $V_{CM} = 0\text{ V至}14.5\text{ V}$	110 105 93	114		dB dB dB
大信号电压增益	A_{VO}	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} , $V_{OUT} = 0.5\text{ V至}15.5\text{ V}$ -40°C < T_A < +125°C -40°C < T_A < +125°C	130 125	155		dB dB
输入电阻	R_{IN}	-40°C < T_A < +125°C		>100		T Ω
输入电容	C_{IN}			8		pF
输出特性						
输出高电压	V_{OH}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} -40°C < T_A < +125°C $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} -40°C < T_A < +125°C	15.93 15.9 15.72 15.58	15.95 15.78		V V V V
输出低电压	V_{OL}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} -40°C < T_A < +125°C $R_L = 2\text{ k}\Omega$ 接 V_{CM} -40°C < T_A < +125°C		25 115	70 100 280 420	mV mV mV mV
短路电流	I_{SC}			15		mA
拉电流				-30		mA
灌电流				20		Ω
闭环输出阻抗	Z_{OUT}	$f = 1\text{ MHz}$, $A_V = 1$				
电源						
电源抑制比	PSRR	$V_{SY} = 4.5\text{ V至}16\text{ V}$ -40°C < T_A < +125°C	130 130	150		dB dB
电源电流	I_{SY}	$I_{OUT} = 0\text{ mA}$ -40°C < T_A < +125°C		0.9	1.3 1.5	mA mA
动态性能						
压摆率	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_V = 1$		1.4		V/ μs
增益带宽积	GBP	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_V = 100$		2		MHz
单位增益交越	UGC	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_{VO} = 1$		2		MHz
-3 dB闭环带宽	f_{-3dB}	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_V = 1$		6		MHz
相位裕量	Φ_M	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_{VO} = 1$		62		度

参数 ¹	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
0.1%建立时间 +IN的EMI抑制比	t_s	$V_{IN} = 1\text{ V}$ 阶跃, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$, $A_v = -1$		6		μs
	EMIRR	$V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 400\text{ MHz}$		50		dB
		$V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 900\text{ MHz}$		60		dB
		$V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 1800\text{ MHz}$		80		dB
		$V_{IN} = 100\text{ mV}$ 峰值, $f = 2400\text{ MHz}$		90		dB
噪声性能 峰峰值电压噪声 电压噪声密度 电流噪声密度 总谐波失真+噪声 带宽 = 90 kHz 带宽 = 500 kHz	e_n p-p	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz		4		$\mu\text{V p-p}$
		e_n	$f = 10\text{ Hz}$		80	
	i_n	$f = 1\text{ kHz}$		16		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ kHz}$		14		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 0.1\text{ Hz}$		0.07		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	THD + N	$A_v = 1$, $f = 1\text{ kHz}$, $V_{IN} = 4.5\text{ V rms}$		0.0012		%
				0.003		%
保护环缓冲器 保护缓冲器失调电压 ^{4,5} 保护缓冲器失调电压漂移 ^{2,4} 输出阻抗 输出电压范围 -3 dB带宽	V_{GOS}	$V_{CM} = 1.5\text{ V}$ 至 14.5 V		15	100	μV
		$V_{CM} = 1.5\text{ V}$ 至 14.5 V , $0^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$			120	μV
		$V_{CM} = 1.5\text{ V}$ 至 14.5 V , $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$			250	μV
		$V_{CM} = 0.1\text{ V}$ 至 14.5 V			150	μV
	$\Delta V_{GOS}/\Delta T$	$0^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$		0.18	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Z_{GOUT}	$V_{GOS} < 150\text{ }\mu\text{V}$		1.4	7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$f_{-3\text{dBGUARD}}$	$V_{IN} = 10\text{ mV rms}$, $C_L = 10\text{ pF}$		0.1		14.5	V
				5.5		MHz

¹ 这些规格代表采用 $15\text{ V} \pm 1\text{ V}$ 电源时的性能。所有规格均是在 16 V 电源电压的最差情况下测得。

² $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ 和 $-40^\circ\text{C} < T_A < 0^\circ\text{C}$ 时的最大值规格通过特性测试来保证。

³ RH表示相对湿度（更多信息参见“湿度影响”部分）。

⁴ 这些典型值规格等于特性分布的平均值加上标准偏差。

⁵ 保护环缓冲器失调电压指保护缓冲器输出与同相输入之间的电压差。

绝对最大额定值

表4.

参数	额定值
电源电压	17 V
输入电压	(V-) - 0.3 V至 (V+) + 0.3 V
输入电流 ¹	10 mA
差分输入电压	±0.7 V
对地输出短路持续时间	未定
存储温度范围	-65°C至+150°C
工作温度范围	-40°C至+125°C
结温范围	-65°C至+150°C
引脚温度 (焊接, 60秒)	300°C
静电放电 (ESD)	
人体模型 ²	4 kV
场感应充电器件模型 (FICDM) ³	1.25 kV

¹ 输入引脚与电源引脚之间有箝位二极管。当输入信号超过供电轨0.3 V时，输入电流应以10 mA为限。

² 适用标准ESDA/JEDEC JS-001-2012。

³ 适用标准JESD22-C101-E (JEDEC ESD FICDM标准)。

注意, 等于或超出上述绝对最大额定值可能会导致产品永久性损坏。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。长期在超出最大额定值条件下工作会影响产品的可靠性。

热阻

θ_{JA} 针对最差条件, 即利用标准4层JEDEC板将器件焊接在电路板上以实现表贴封装。

表5. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
8引脚SOIC	122	41	°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

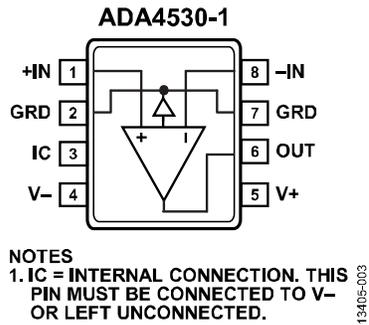


图3. 引脚配置

表6. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	+IN	同相输入。
2	GRD	保护。
3	IC	内部连接。该引脚必须连接到 V- 或保持断开。
4	V-	负电源电压。
5	V+	正电源电压。
6	OUT	输出。
7	GRD	保护。
8	-IN	反相输入。

典型性能参数

主放大器，直流性能

除非另有说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

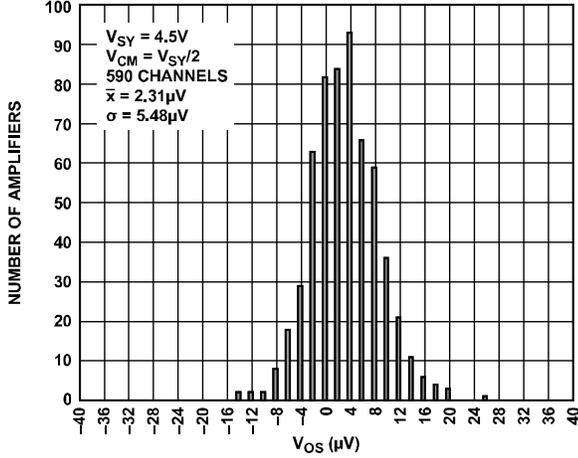


图4. 输入失调电压分布, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

13405-004

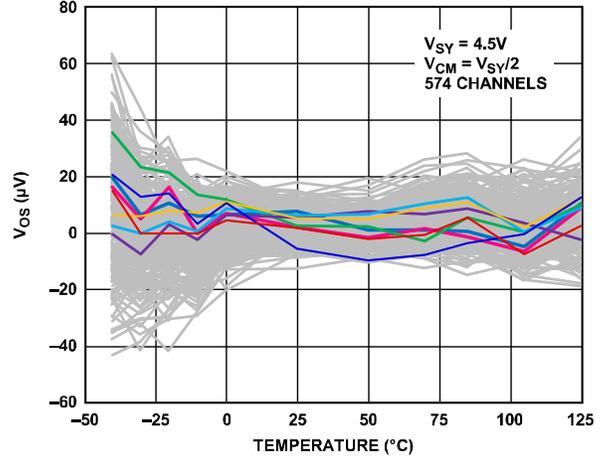


图7. 输入失调电压 (V_{OS}) 与温度的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

13405-007

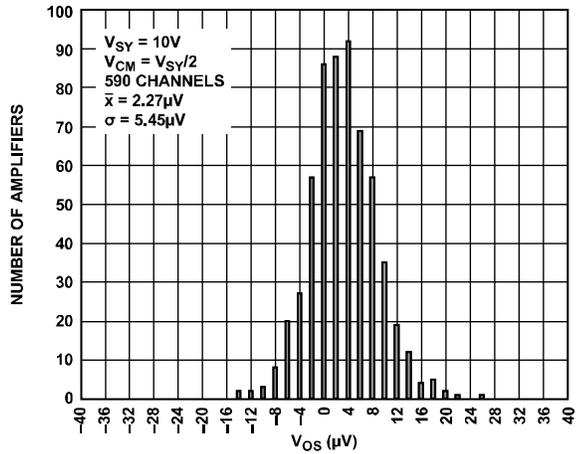


图5. 输入失调电压分布, $V_{SY} = 10\text{ V}$

13405-005

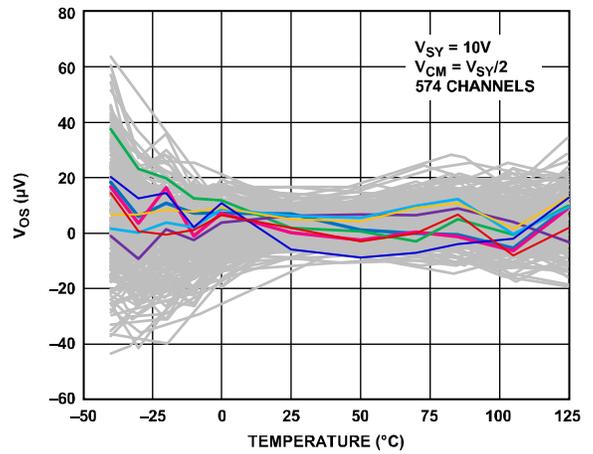


图8. 输入失调电压 (V_{OS}) 与温度的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$

13405-008

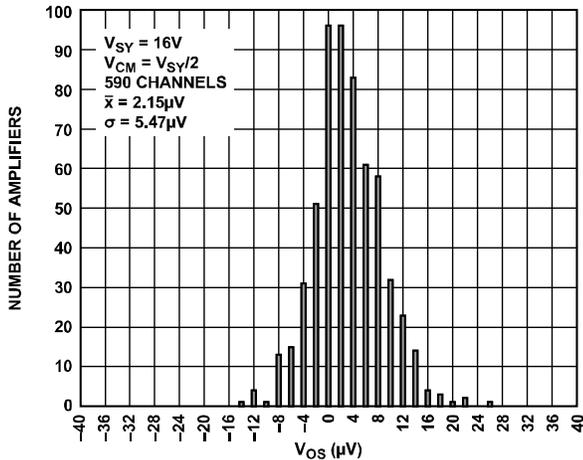


图6. 输入失调电压分布, $V_{SY} = 16\text{ V}$

13405-006

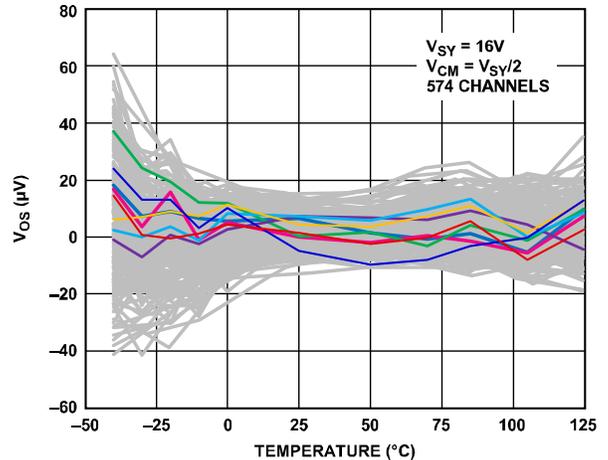


图9. 输入失调电压 (V_{OS}) 与温度的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$

13405-009

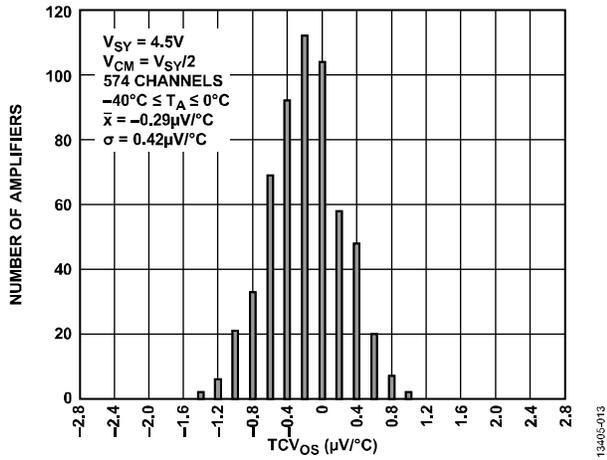


图10. 输入失调电压漂移分布, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 0^{\circ}C$, $V_{SY} = 4.5V$

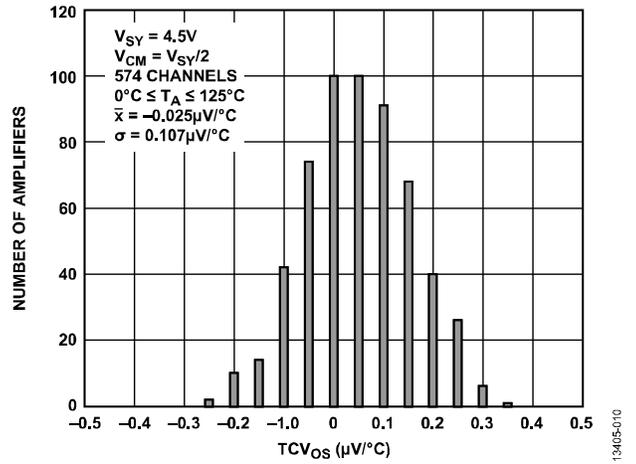


图13. 输入失调电压漂移分布, $0^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$, $V_{SY} = 4.5V$

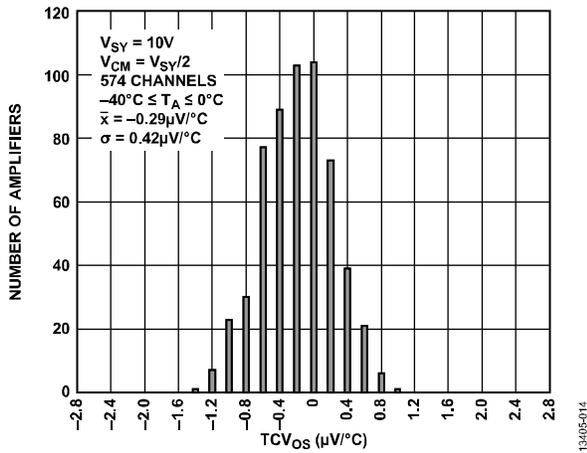


图11. 输入失调电压漂移分布, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 0^{\circ}C$, $V_{SY} = 10V$

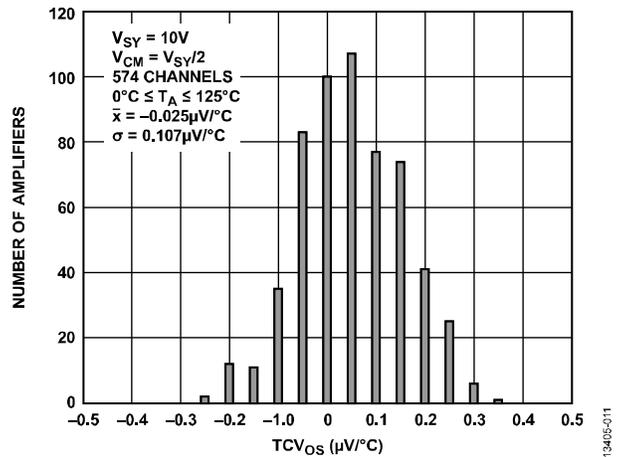


图14. 输入失调电压漂移分布, $0^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$, $V_{SY} = 10V$

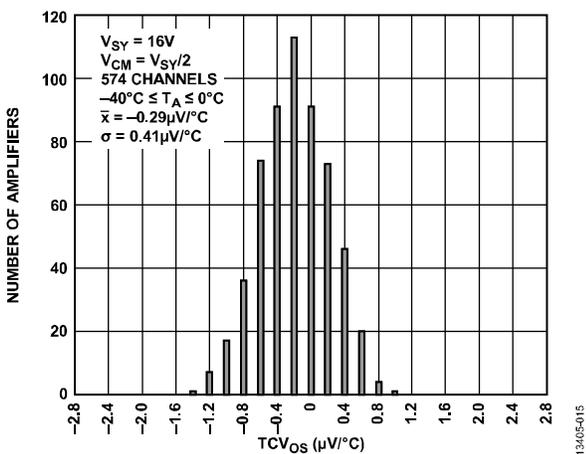


图12. 输入失调电压漂移分布, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 0^{\circ}C$, $V_{SY} = 16V$

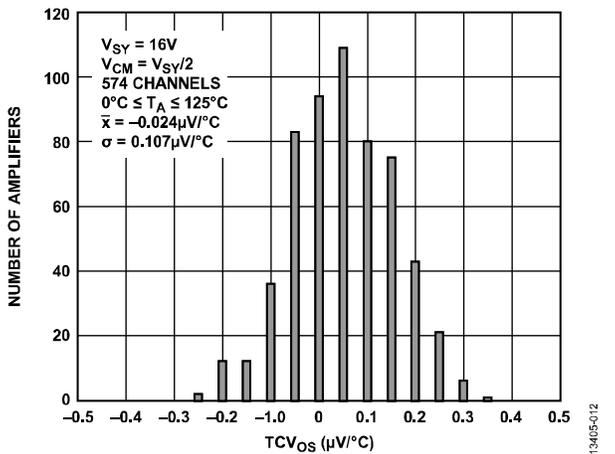


图15. 输入失调电压漂移分布, $0^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$, $V_{SY} = 16V$

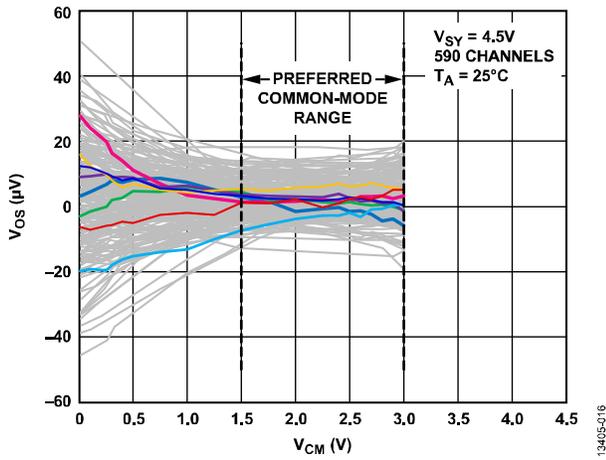


图16. 输入失调电压 (V_{OS}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 4.5 V$

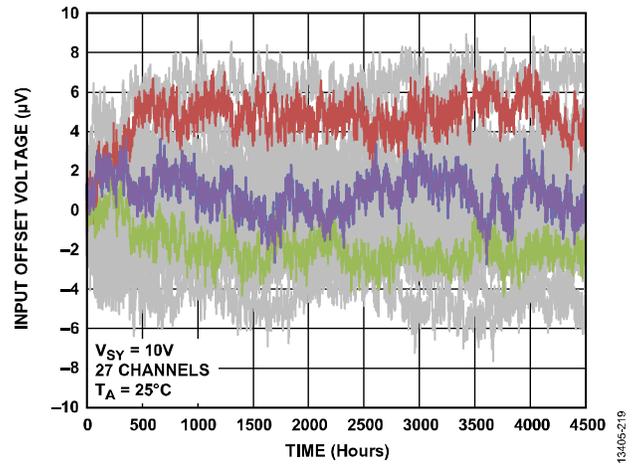


图19. V_{OS} 长期漂移

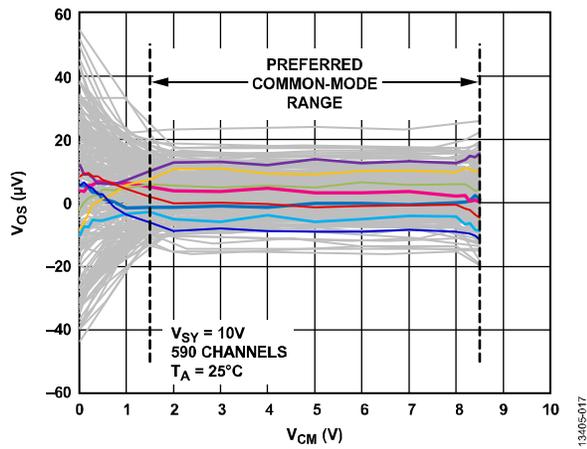


图17. 输入失调电压 (V_{OS}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 10 V$

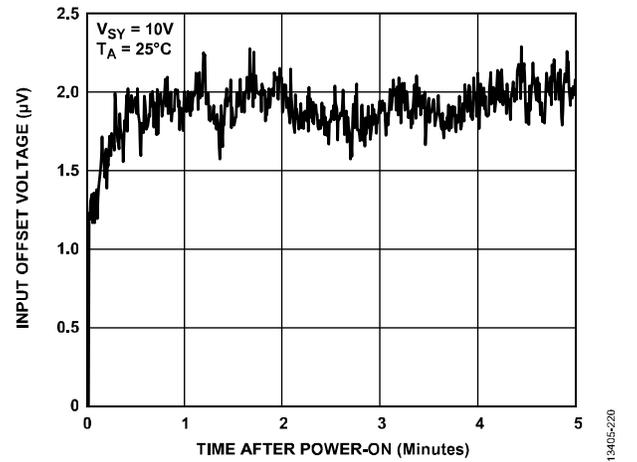


图20. V_{OS} 预备时间

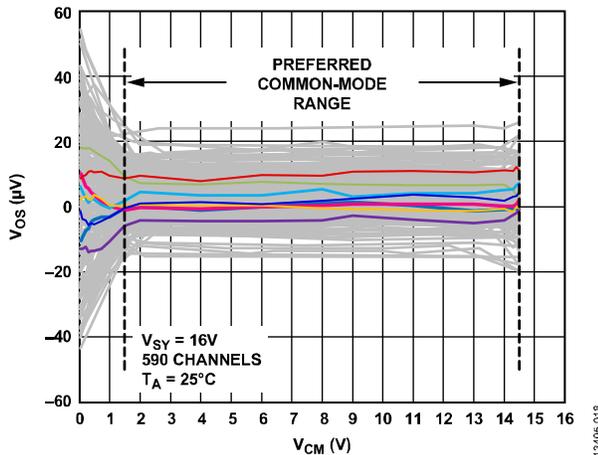


图18. 输入失调电压 (V_{OS}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 16 V$

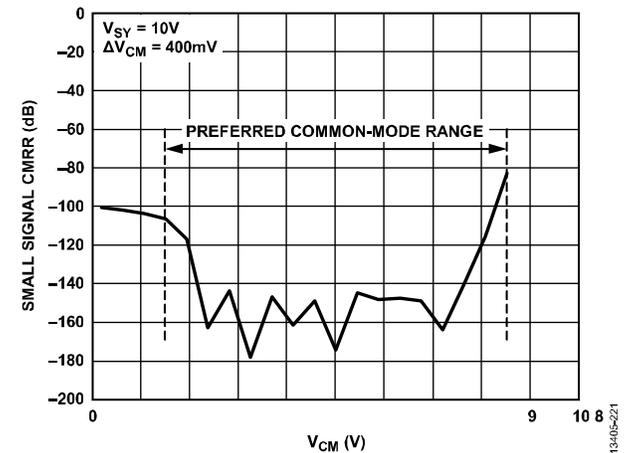


图21. 小信号CMRR与共模电压 (V_{CM}) 的关系

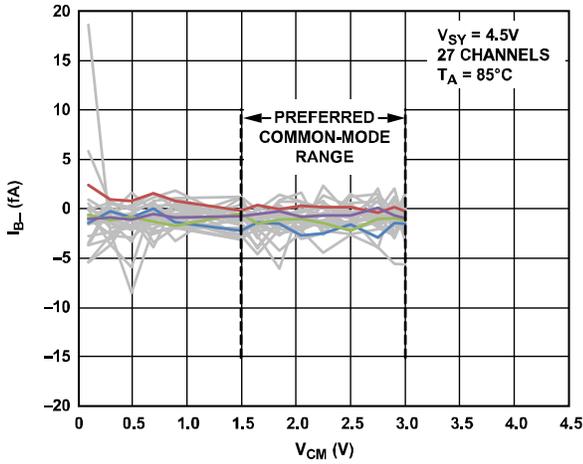


图22. 反相输入偏置电流 (I_{B-}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$, $T_A = 85^\circ\text{C}$

13405-022

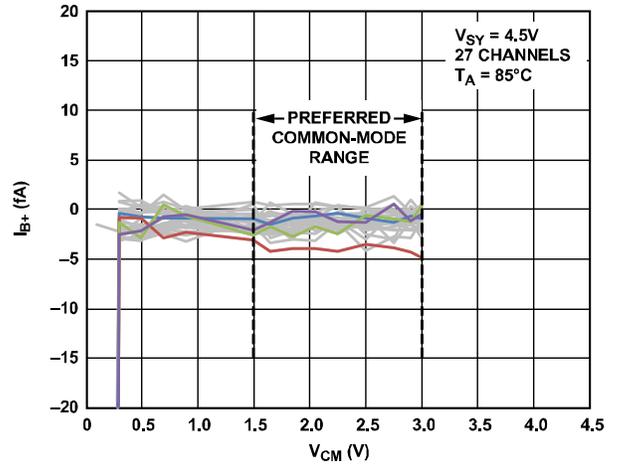


图25. 同相输入偏置电流 (I_{B+}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$, $T_A = 85^\circ\text{C}$

13405-025

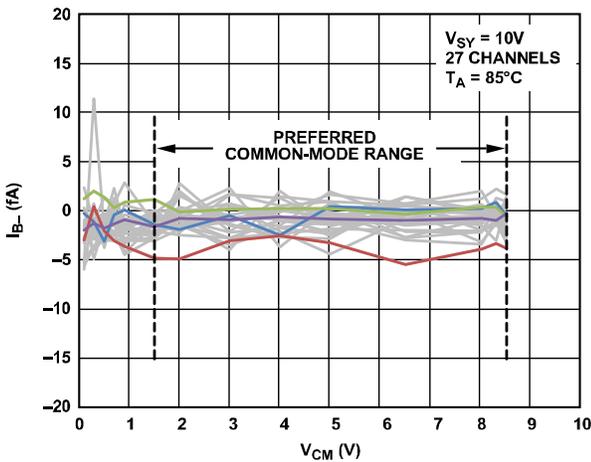


图23. 反相输入偏置电流 (I_{B-}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$, $T_A = 85^\circ\text{C}$

13405-023

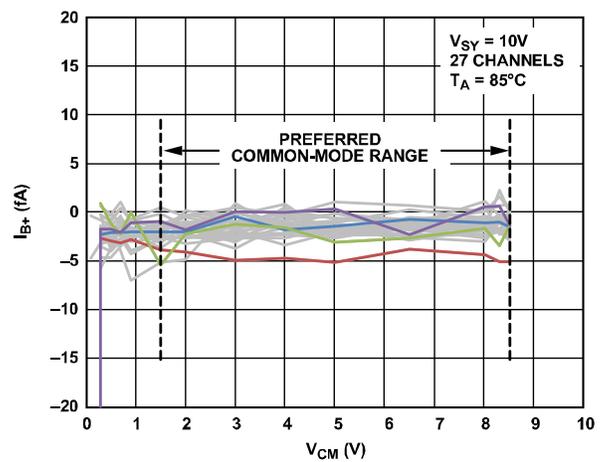


图26. 同相输入偏置电流 (I_{B+}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$, $T_A = 85^\circ\text{C}$

13405-026

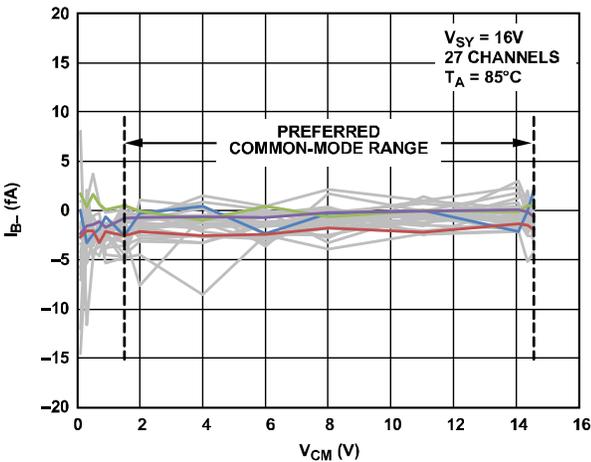


图24. 反相输入偏置电流 (I_{B-}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$, $T_A = 85^\circ\text{C}$

13405-024

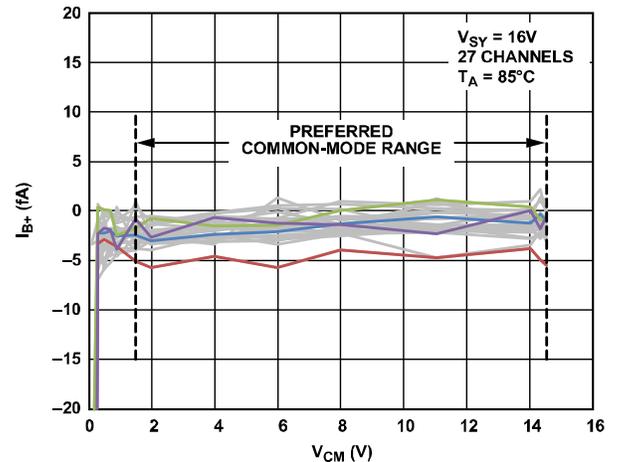


图27. 同相输入偏置电流 (I_{B+}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$, $T_A = 85^\circ\text{C}$

13405-027

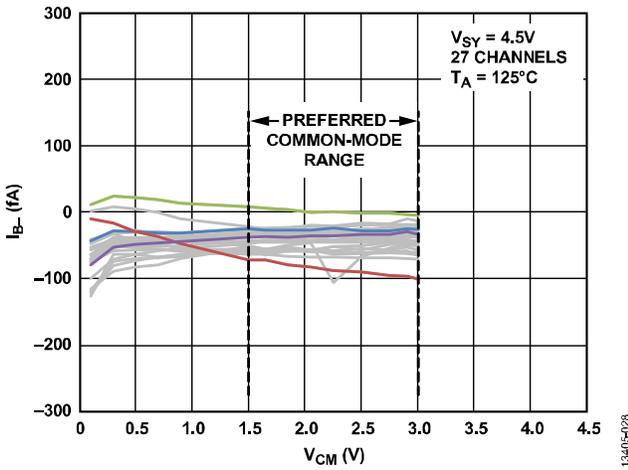


图28. 反相输入偏置电流 (I_{B-}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

13405-028

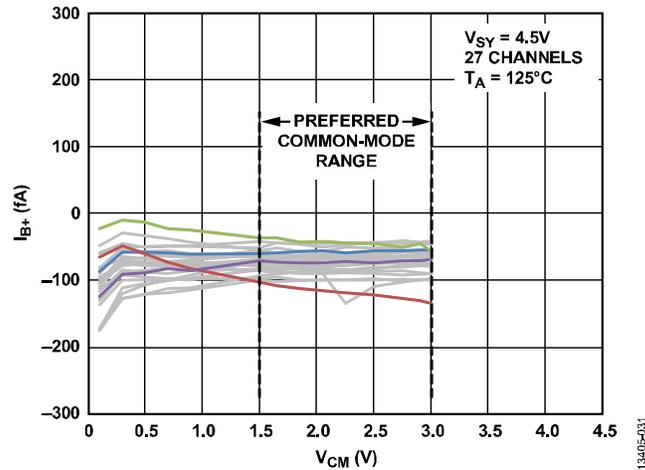


图31. 同相输入偏置电流 (I_{B+}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

13405-031

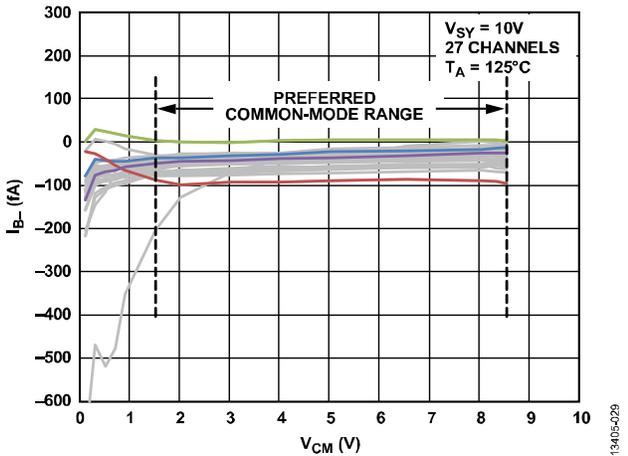


图29. 反相输入偏置电流 (I_{B-}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

13405-029

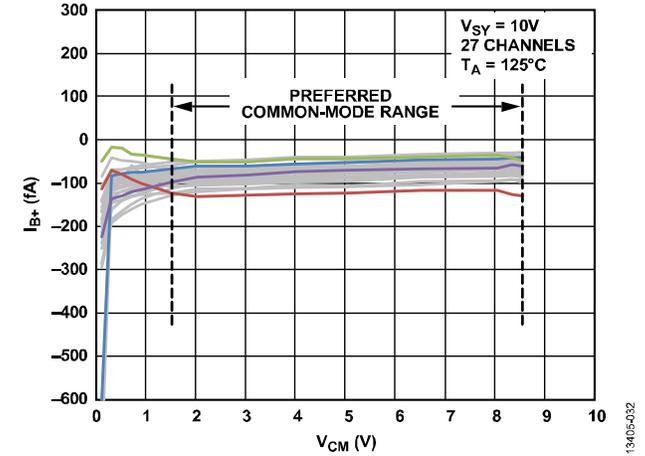


图32. 同相输入偏置电流 (I_{B+}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

13405-032

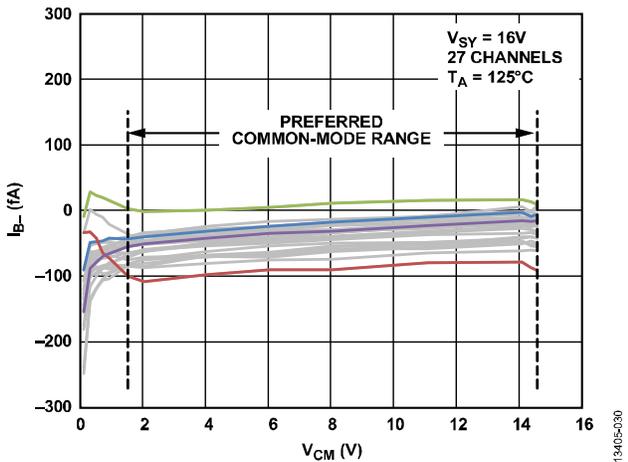


图30. 反相输入偏置电流 (I_{B-}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

13405-030

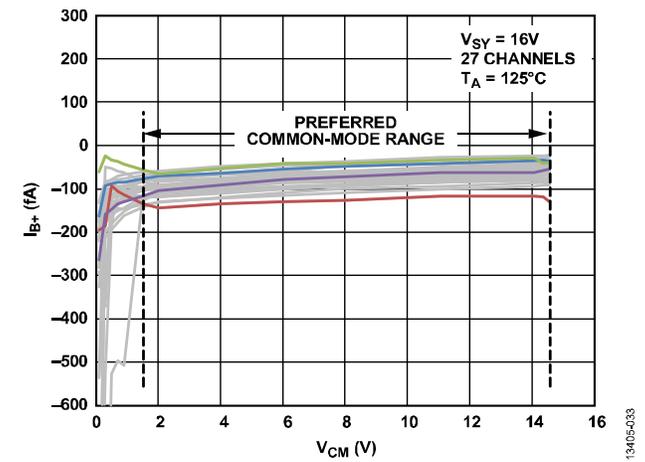


图33. 同相输入偏置电流 (I_{B+}) 与共模电压 (V_{CM}) 的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

13405-033

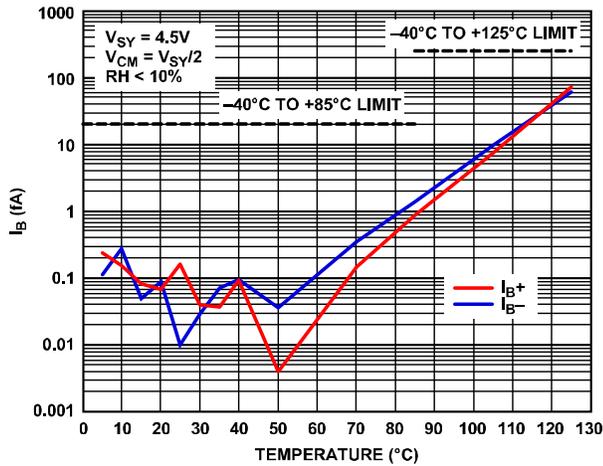


图34. 输入偏置电流 (I_B) 与温度的关系, $V_{SY} = 4.5 V$

134405-234

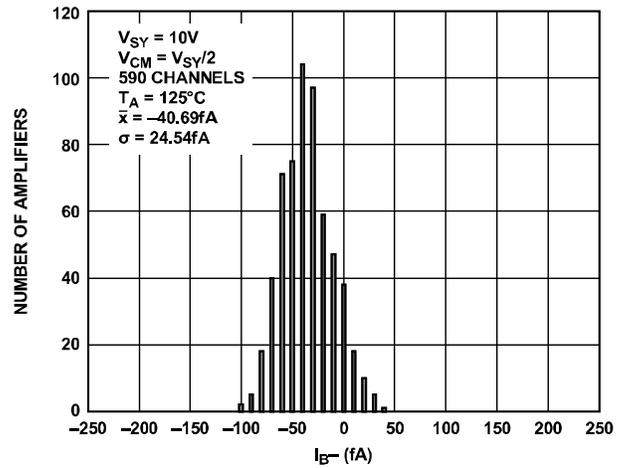


图37. 反相输入偏置电流直方图, $T_A = 125^\circ C$, $V_{SY} = 10 V$

134405-019

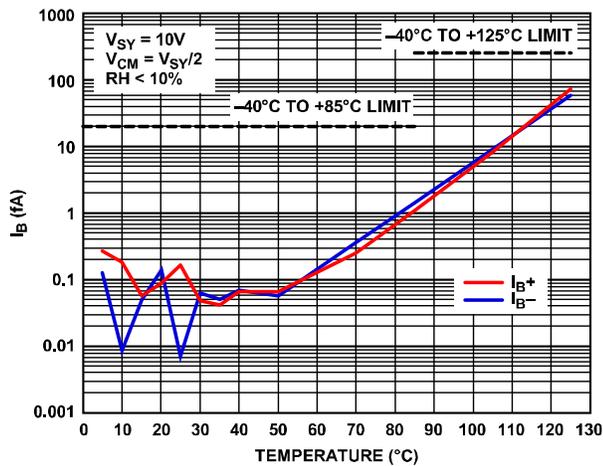


图35. 输入偏置电流 (I_B) 与温度的关系, $V_{SY} = 10 V$

134405-235

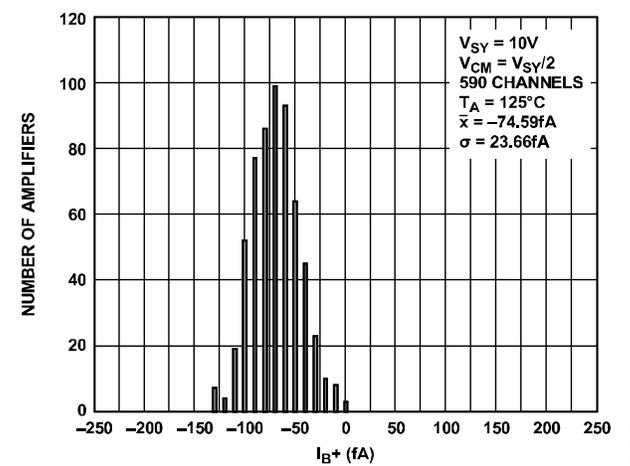


图38. 同相输入偏置电流直方图, $T_A = 125^\circ C$, $V_{SY} = 10 V$

134405-209

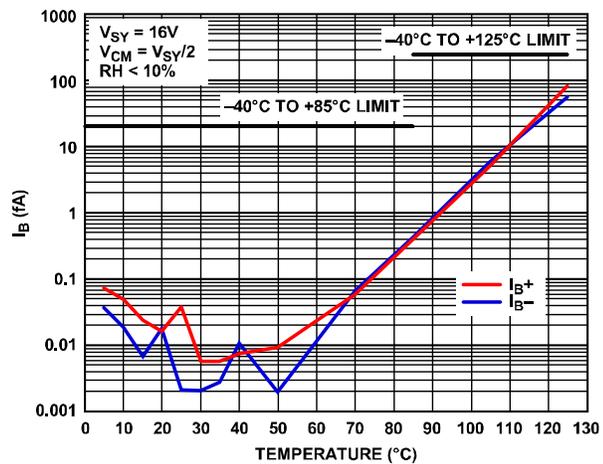


图36. 输入偏置电流 (I_B) 与温度的关系, $V_{SY} = 16 V$

134405-236

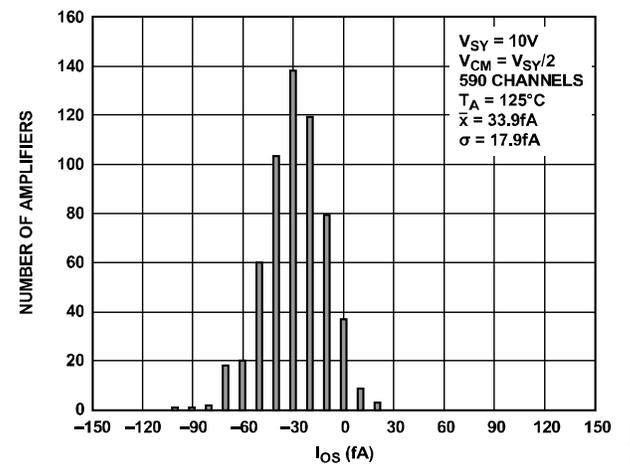


图39. 输入失调电流直方图

134405-238

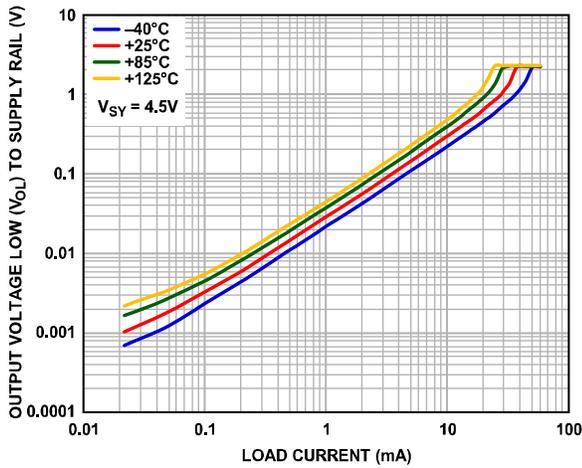


图40. 输出低电压 (V_{OL}) 至供电轨与负载电流 (I_{LOAD}) 的关系, $V_{SY} = 4.5 V$

13405-037

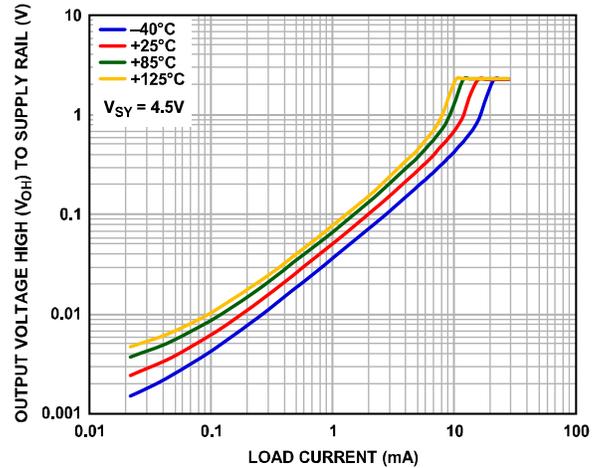


图43. 输出高电压 (V_{OH}) 至供电轨与负载电流 (I_{LOAD}) 的关系, $V_{SY} = 4.5 V$

13405-040

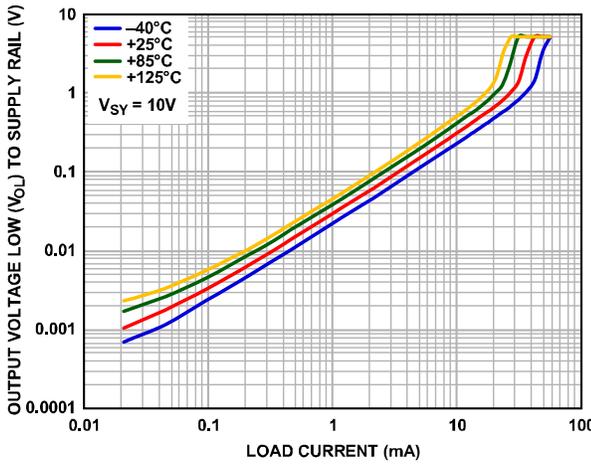


图41. 输出低电压 (V_{OL}) 至供电轨与负载电流 (I_{LOAD}) 的关系, $V_{SY} = 10 V$

13405-038

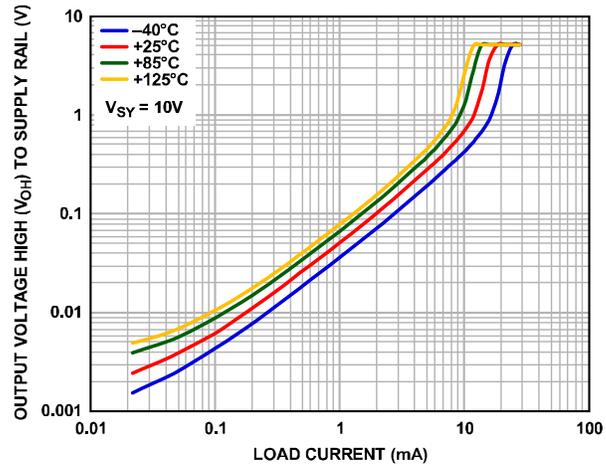


图44. 输出高电压 (V_{OH}) 至供电轨与负载电流 (I_{LOAD}) 的关系, $V_{SY} = 10 V$

13405-041

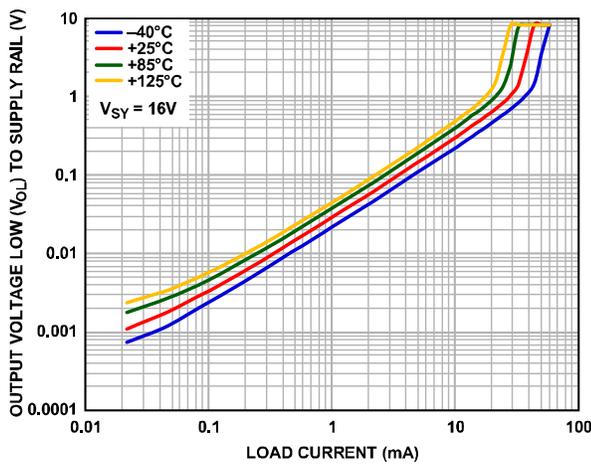


图42. 输出低电压 (V_{OL}) 至供电轨与负载电流 (I_{LOAD}) 的关系, $V_{SY} = 16 V$

13405-039

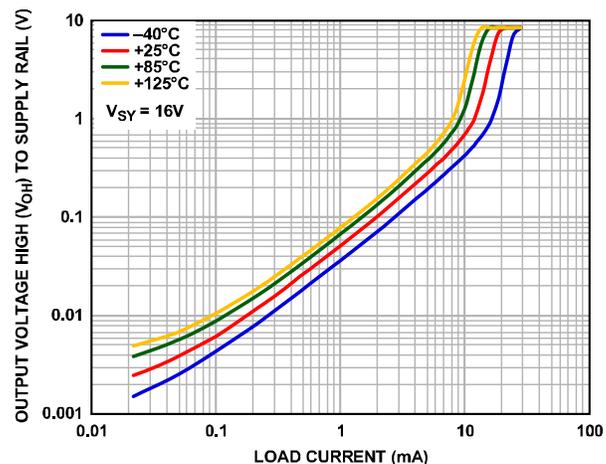


图45. 输出高电压 (V_{OH}) 至供电轨与负载电流 (I_{LOAD}) 的关系, $V_{SY} = 16 V$

13405-042

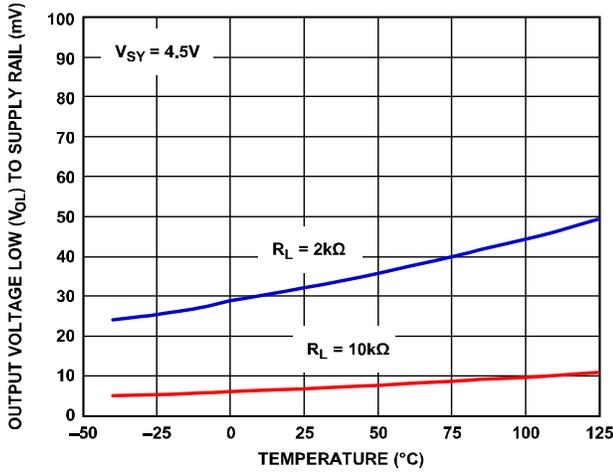


图46. 输出低电压 (V_{OL}) 至供电轨与温度的关系, $V_{SY} = 4.5 V$

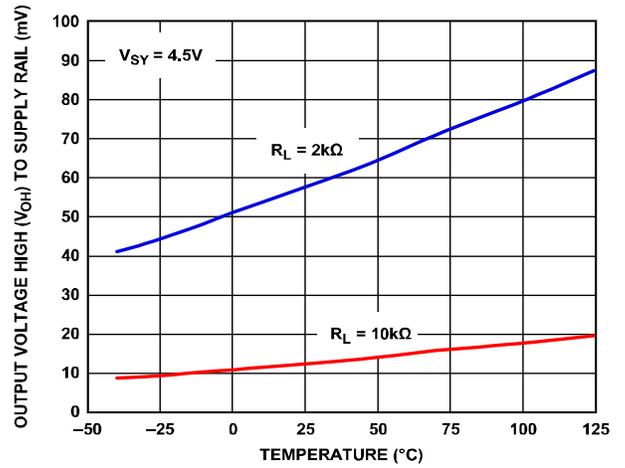


图49. 输出高电压 (V_{OH}) 至供电轨与温度的关系, $V_{SY} = 4.5 V$

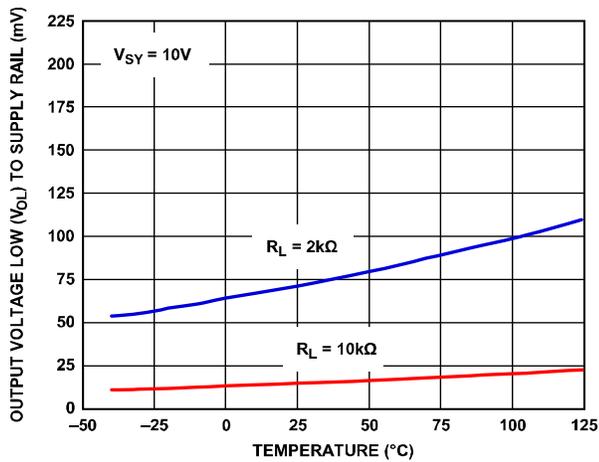


图47. 输出低电压 (V_{OL}) 至供电轨与温度的关系, $V_{SY} = 10 V$

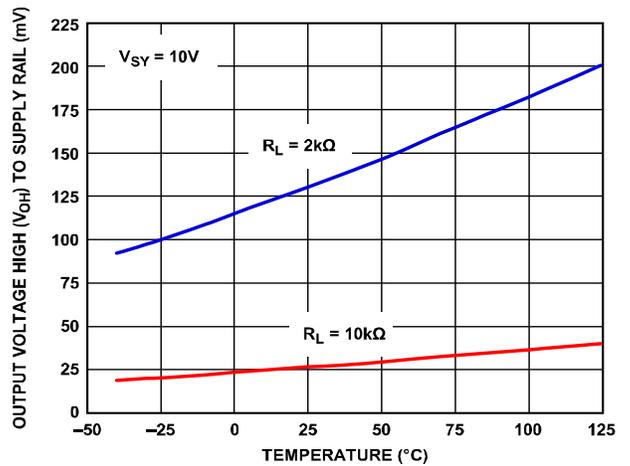


图50. 输出高电压 (V_{OH}) 至供电轨与温度的关系, $V_{SY} = 10 V$

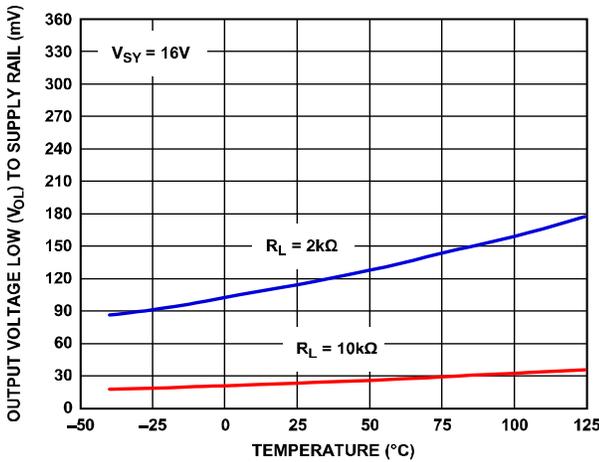


图48. 输出低电压 (V_{OL}) 至供电轨与温度的关系, $V_{SY} = 16 V$

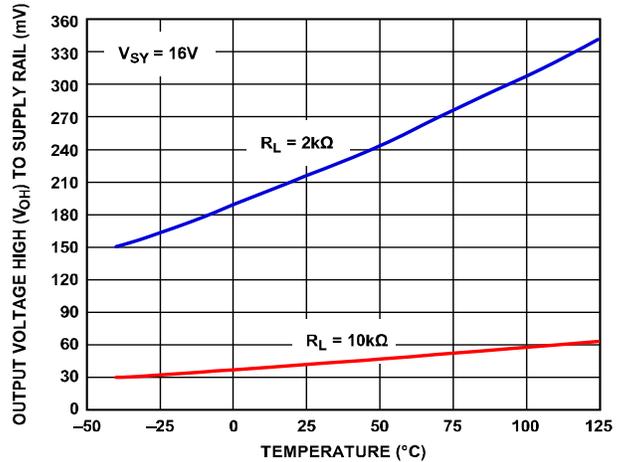


图51. 输出高电压 (V_{OH}) 至供电轨与温度的关系, $V_{SY} = 16 V$

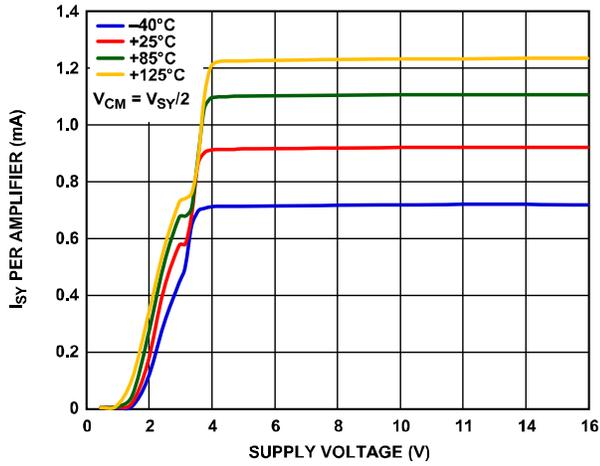


图52. 每个放大器的电源电流 (I_{SY}) 与电源电压 (V_{SY}) 的关系

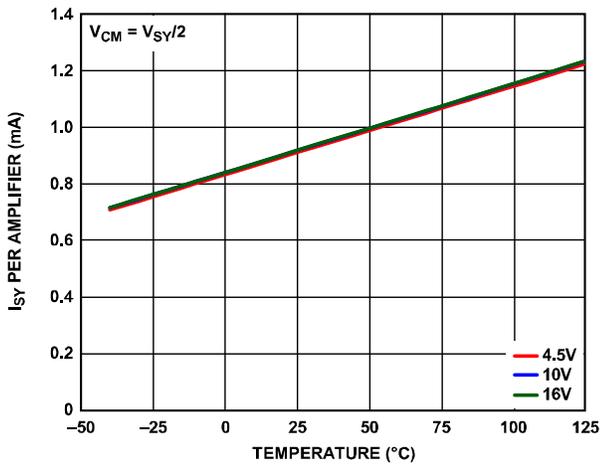


图53. 每个放大器的电源电流 (I_{SY}) 与温度的关系

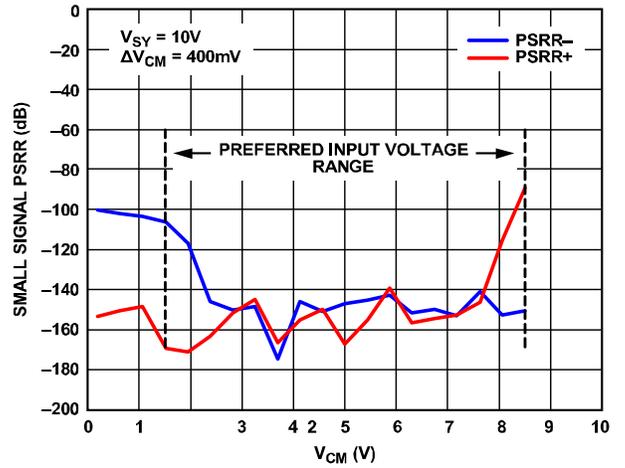


图54. 小信号PSRR与共模电压 (V_{CM}) 的关系

主放大器，交流性能

除非另有说明， $V_{SY} = 4.5\text{ V}$ 至 16 V ，数据在 $V_{SY} = 10\text{ V}$ 时获取， $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

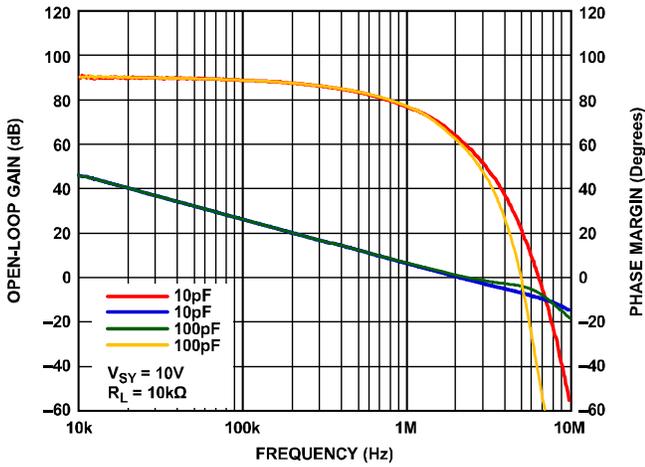


图55. 开环增益和相位裕量与频率的关系

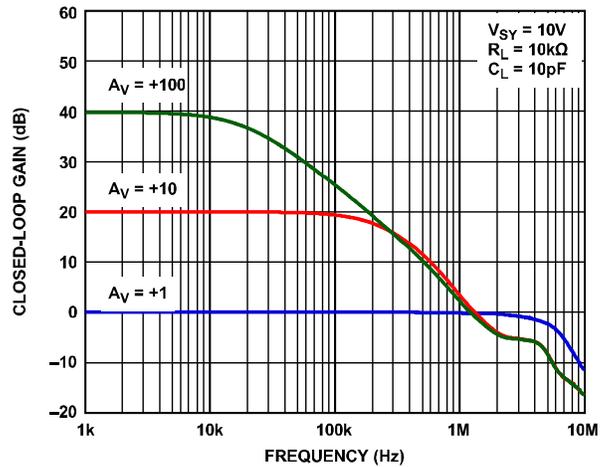


图58. 闭环增益与频率的关系

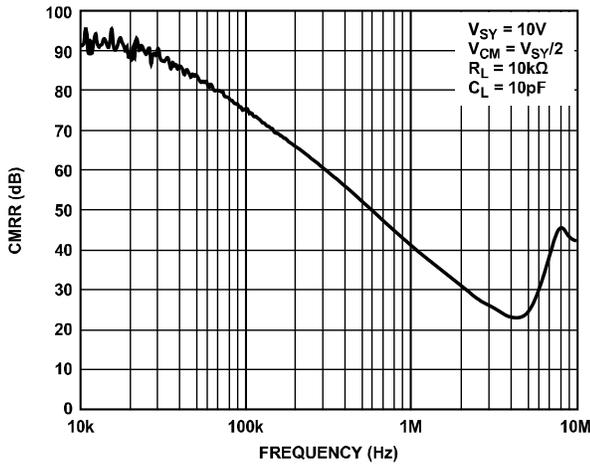


图56. CMRR与频率的关系

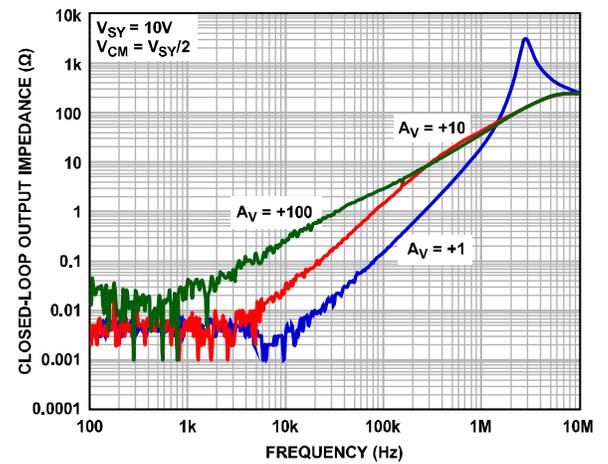


图59. 闭环输出阻抗与频率的关系

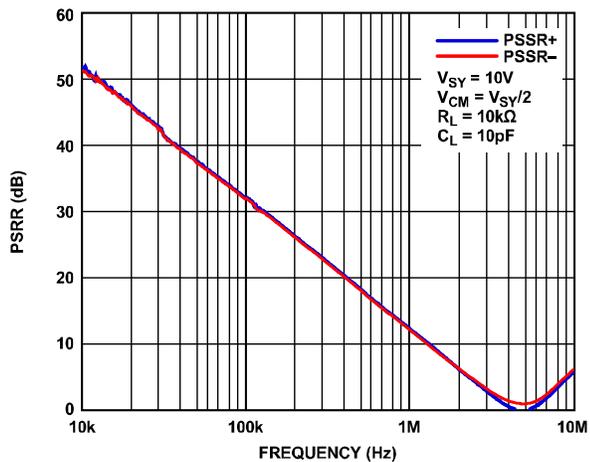


图57. PSRR与频率的关系

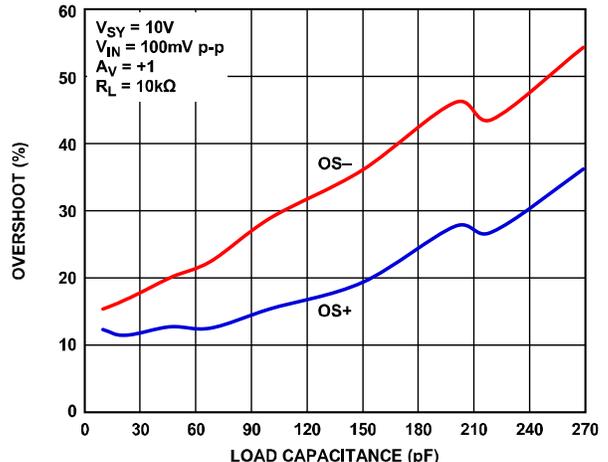


图60. 小信号过冲与负载电容的关系

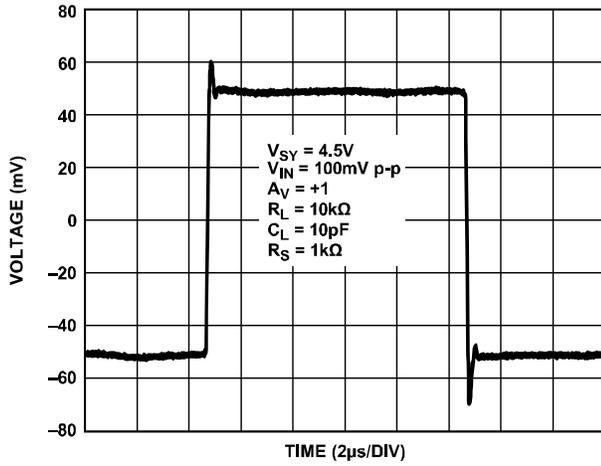


图61. 小信号瞬态响应, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

13405-061

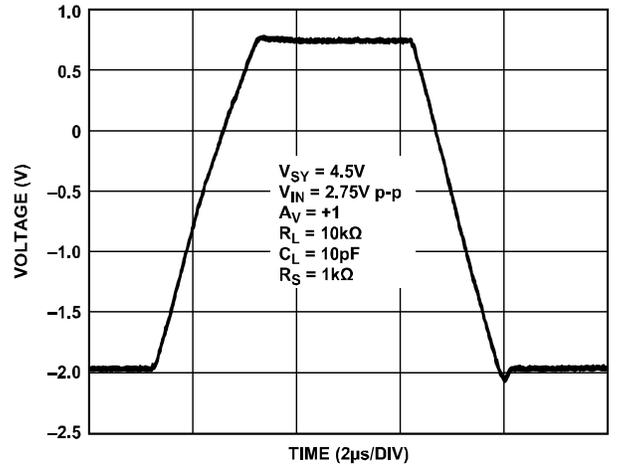


图64. 大信号瞬态响应, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

13405-064

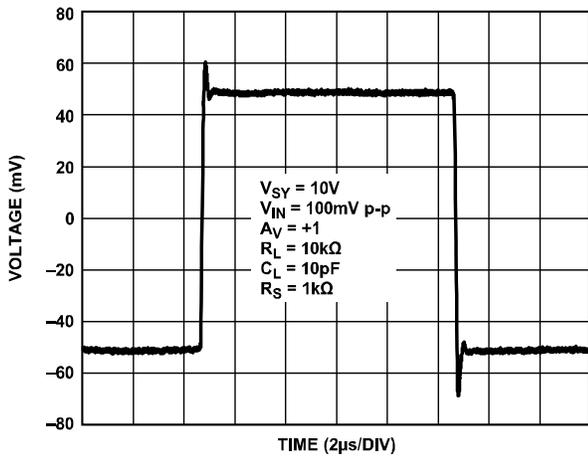


图62. 小信号瞬态响应, $V_{SY} = 10\text{ V}$

13405-062

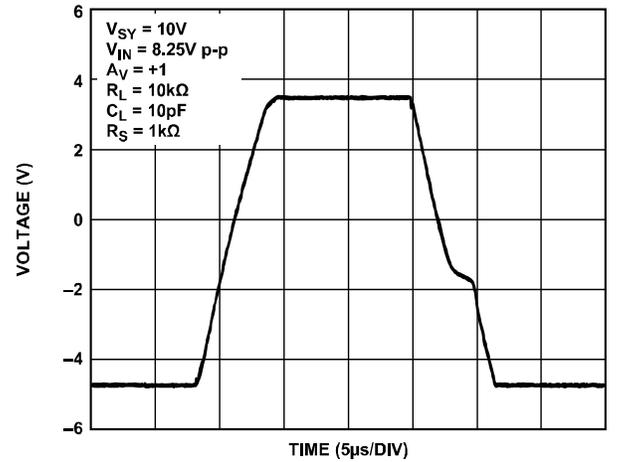


图65. 大信号瞬态响应, $V_{SY} = 10\text{ V}$

13405-065

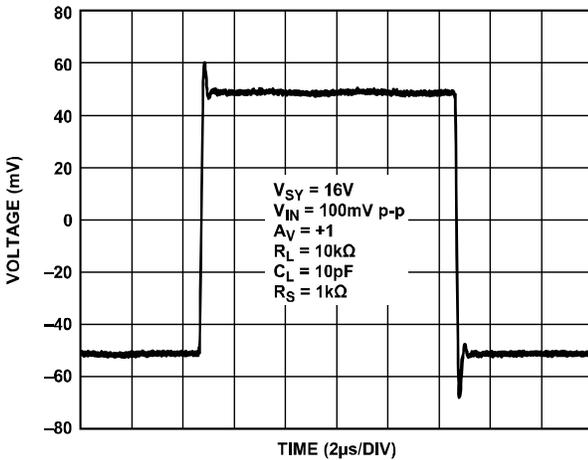


图63. 小信号瞬态响应, $V_{SY} = 16\text{ V}$

13405-063

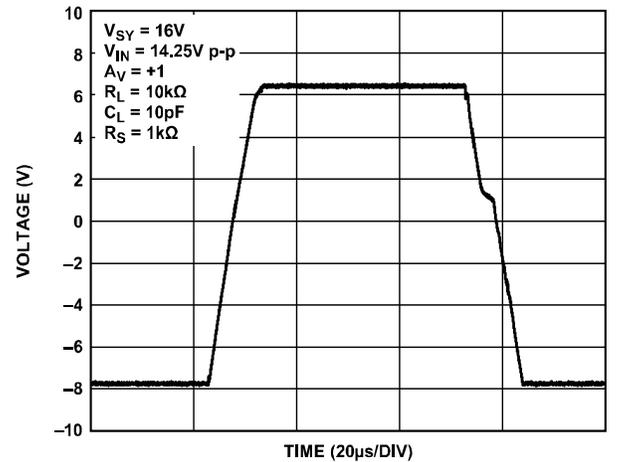


图66. 大信号瞬态响应, $V_{SY} = 16\text{ V}$

13405-066

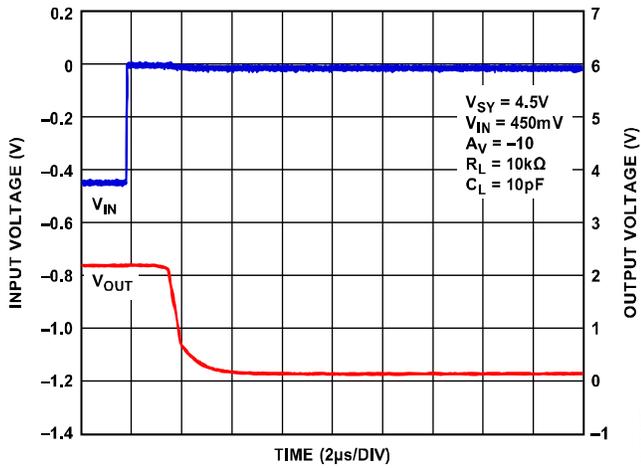


图67. 正过载恢复, $V_{SY} = 4.5 V$

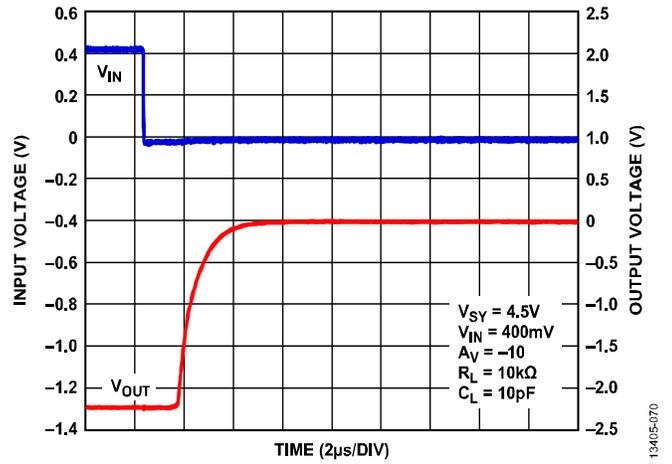


图70. 负过载恢复, $V_{SY} = 4.5 V$

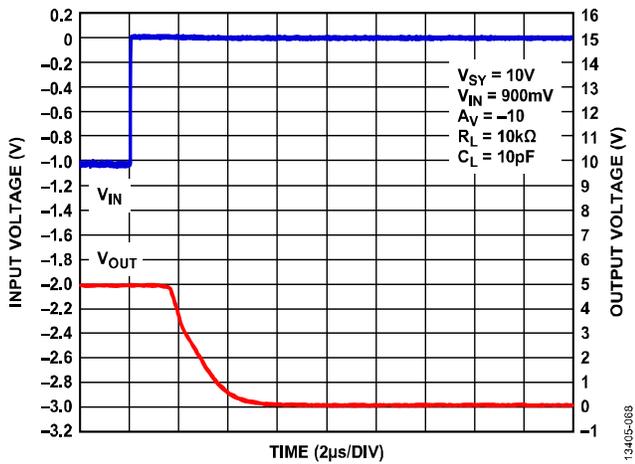


图68. 正过载恢复, $V_{SY} = 10 V$

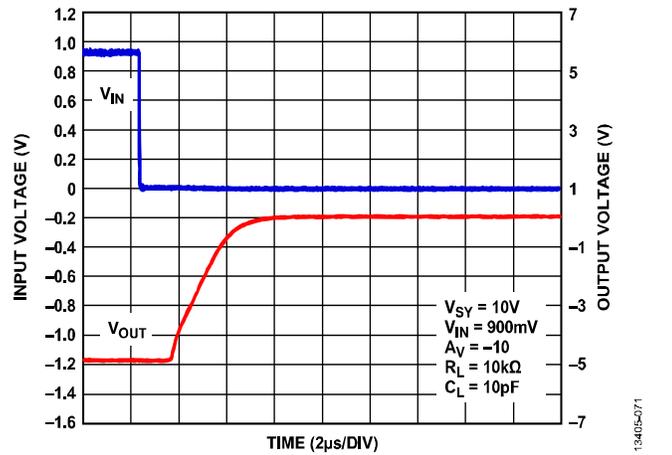


图71. 负过载恢复, $V_{SY} = 10 V$

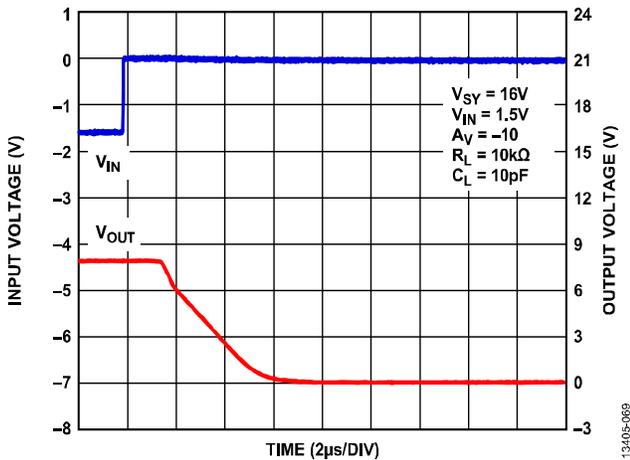


图69. 正过载恢复, $V_{SY} = 16 V$

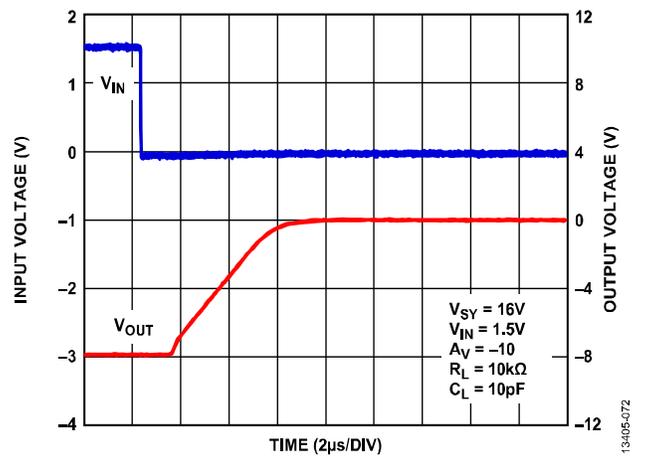


图72. 负过载恢复, $V_{SY} = 16 V$

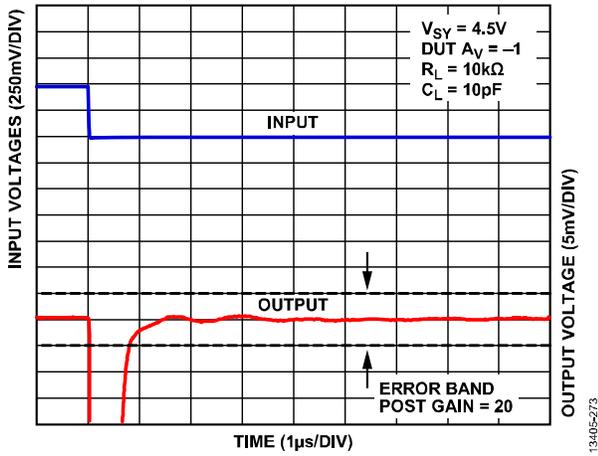


图73. 0.1% 负建立时间, $V_{SY} = 4.5 V$

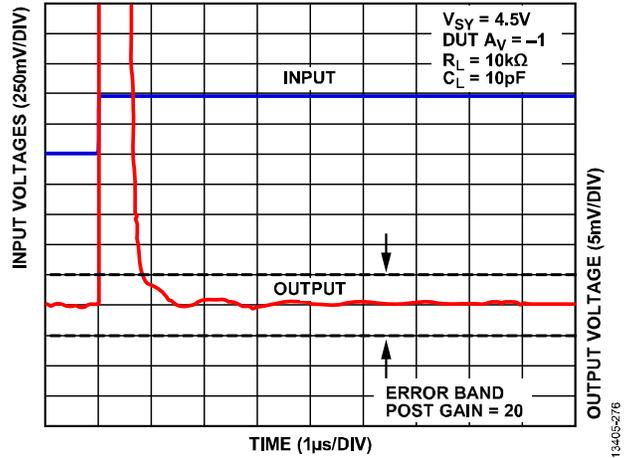


图76. 0.1% 正建立时间, $V_{SY} = 4.5 V$

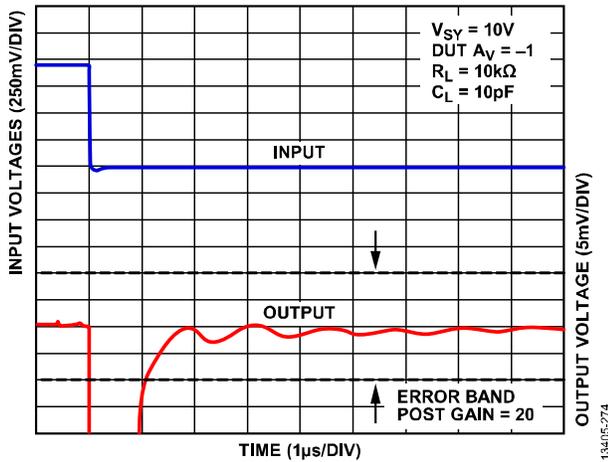


图74. 0.1% 负建立时间, $V_{SY} = 10 V$

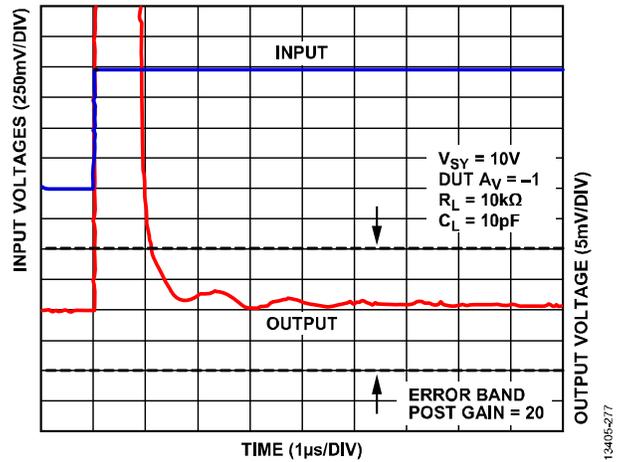


图77. 0.1% 正建立时间, $V_{SY} = 10 V$

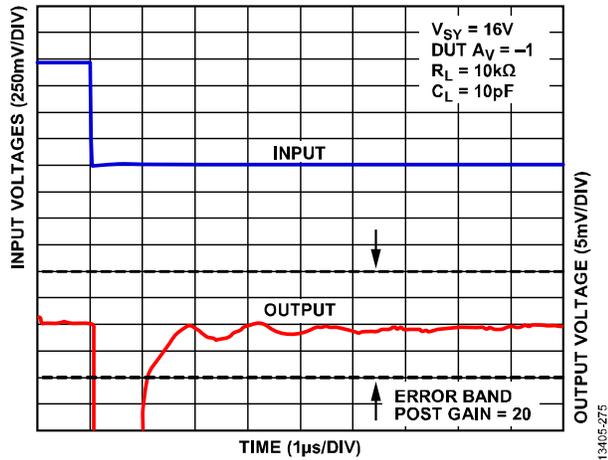


图75. 0.1% 负建立时间, $V_{SY} = 16 V$

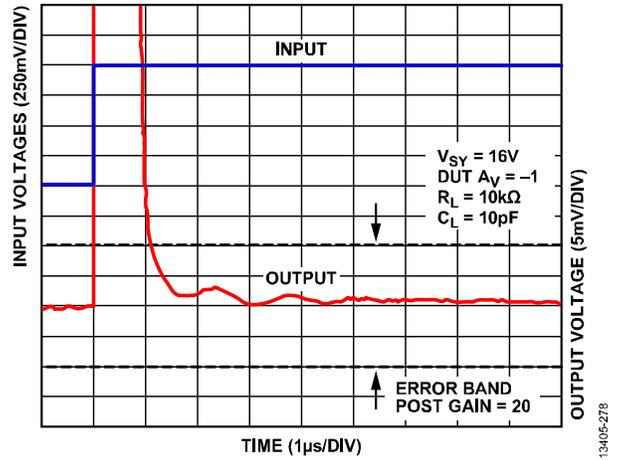


图78. 0.1% 正建立时间, $V_{SY} = 16 V$

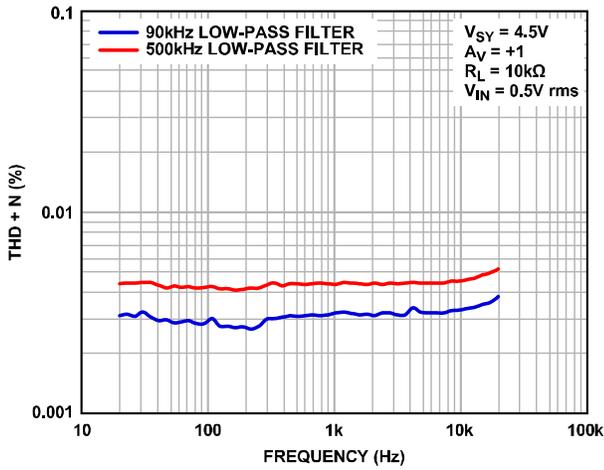


图79. THD + N与频率的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

13405-279

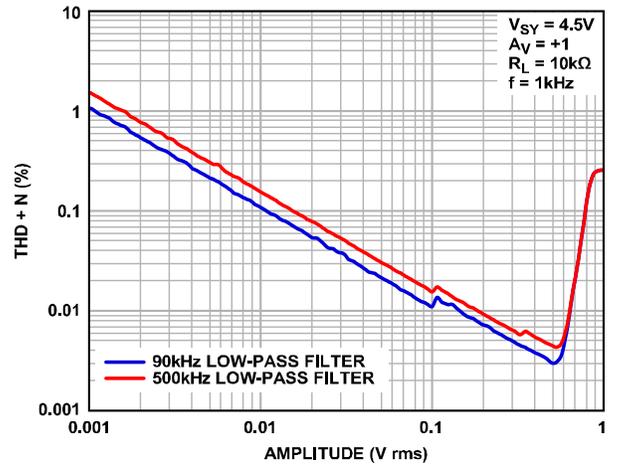


图82. THD + N与幅度的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

13405-282

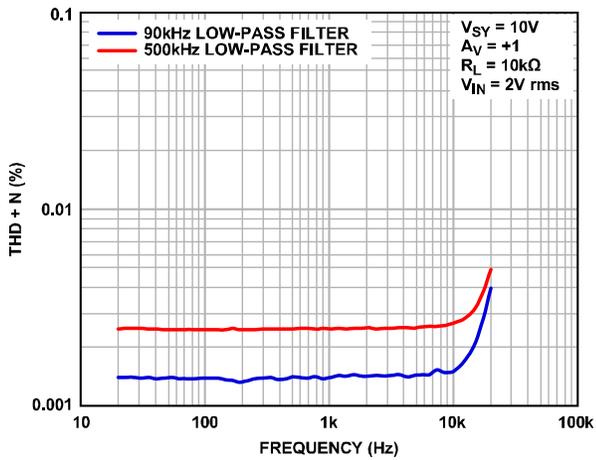


图80. THD + N与频率的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$

13405-280

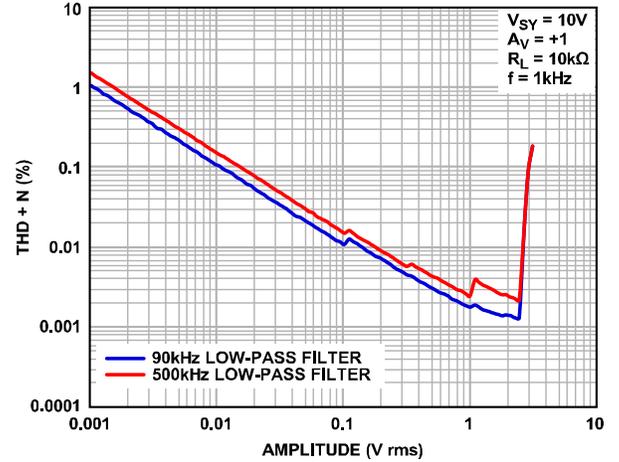


图83. THD + N与幅度的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$

13405-283

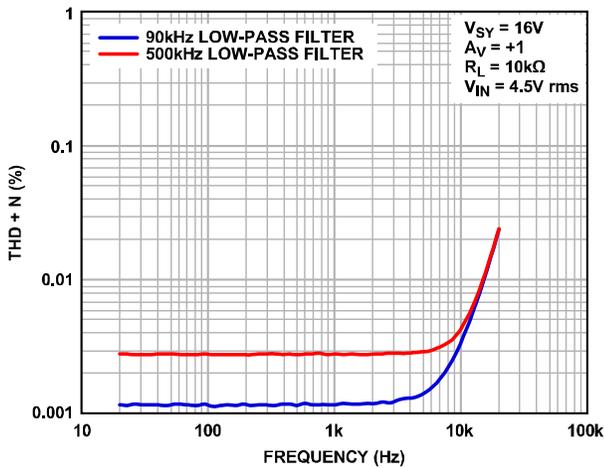


图81. THD + N与频率的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$

13405-281

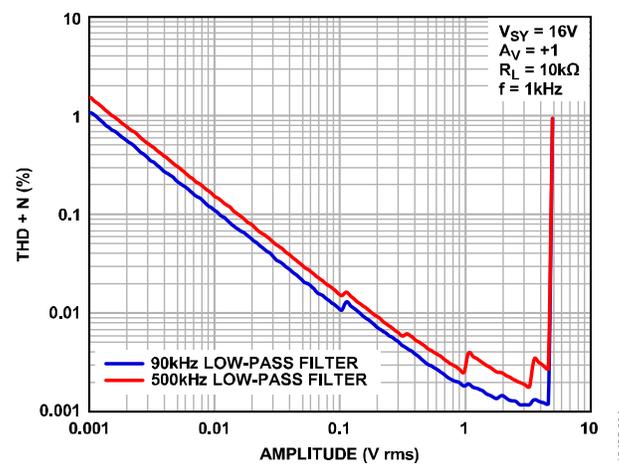


图84. THD + N与幅度的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$

13405-284

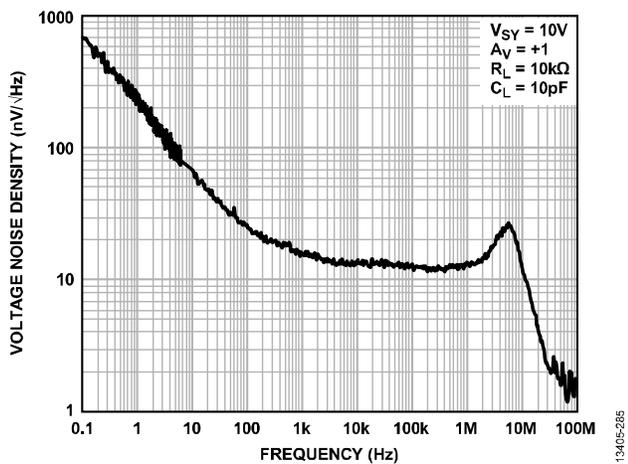


图85. 电压噪声密度与频率的关系, $V_{SY} = 10 V$

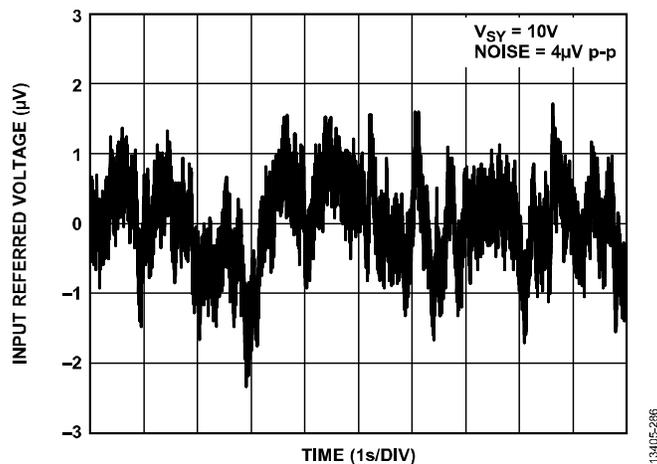


图86. 0.1 Hz至10 Hz噪声

保护放大器

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

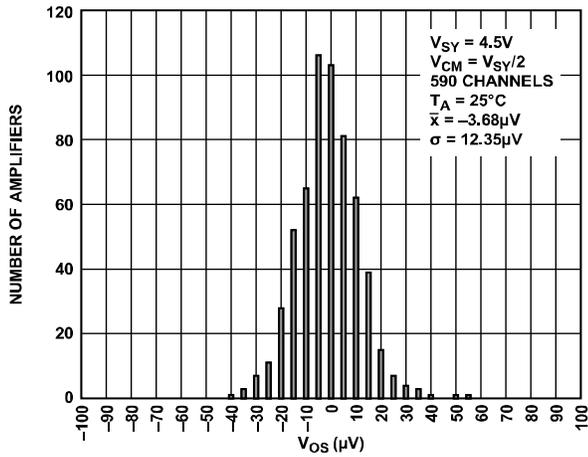


图87. 输入失调电压分布, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

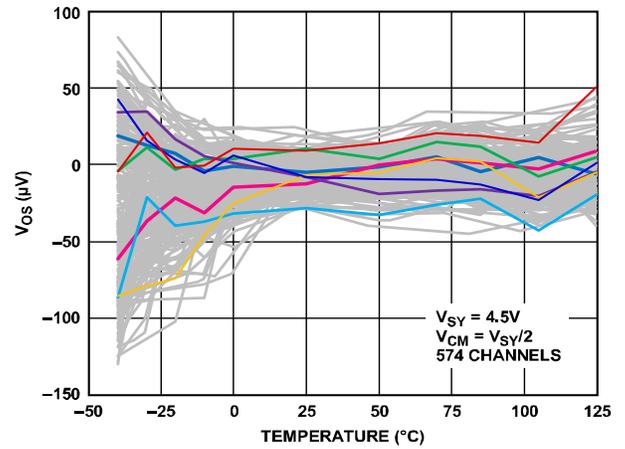


图90. 输入失调电压 (V_{OS}) 与温度的关系, $V_{SY} = 4.5\text{ V}$

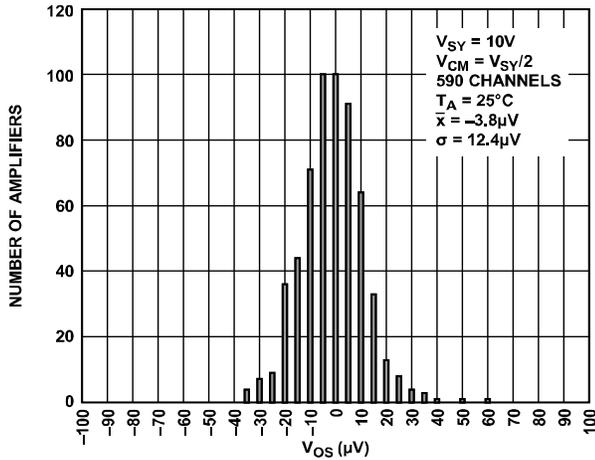


图88. 输入失调电压分布, $V_{SY} = 10\text{ V}$

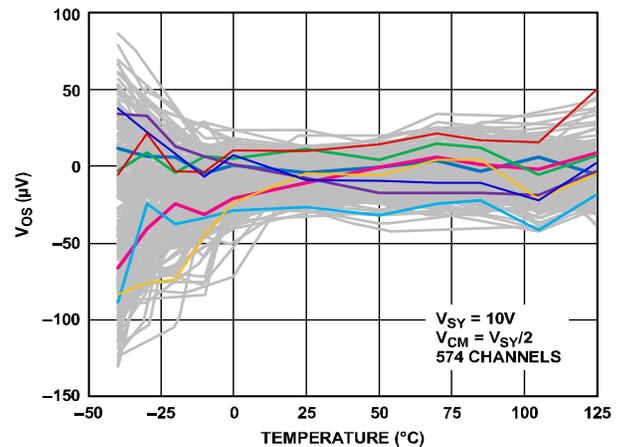


图91. 输入失调电压 (V_{OS}) 与温度的关系, $V_{SY} = 10\text{ V}$

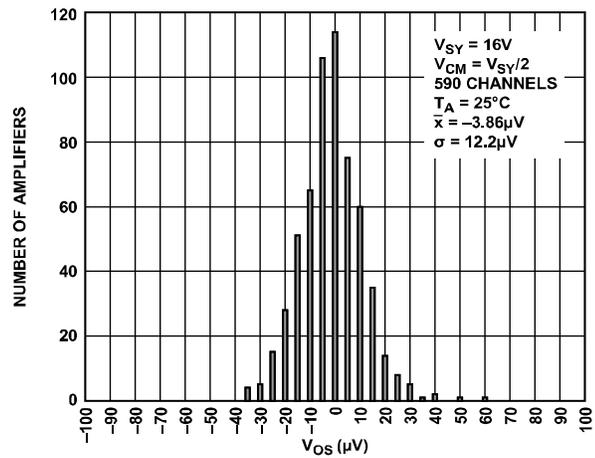


图89. 输入失调电压分布, $V_{SY} = 16\text{ V}$

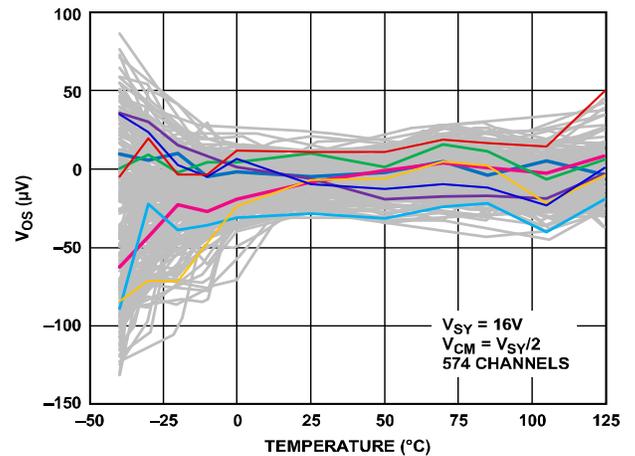


图92. 输入失调电压 (V_{OS}) 与温度的关系, $V_{SY} = 16\text{ V}$

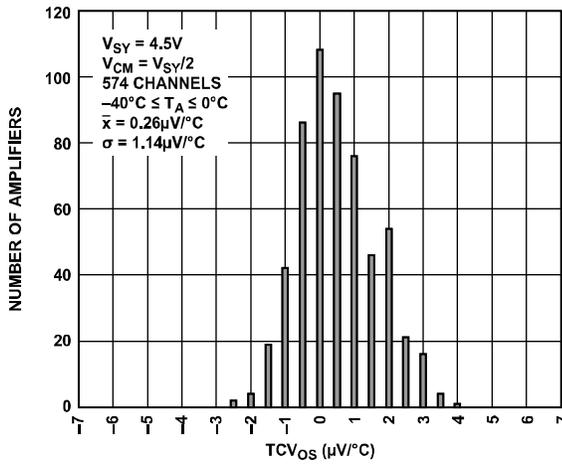


图93. 输入失调电压漂移分布, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 0^{\circ}\text{C}$, $V_{SY} = 4.5\text{V}$

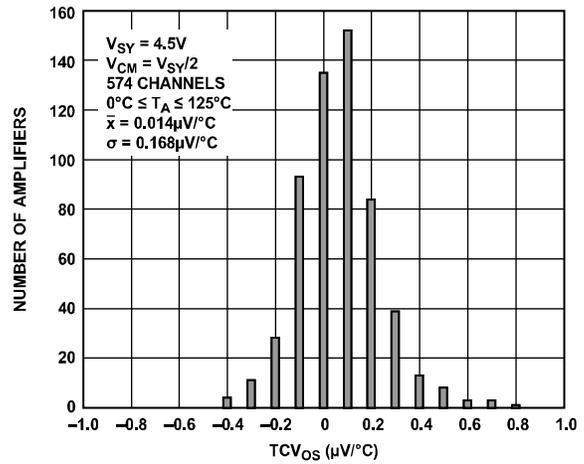


图96. 输入失调电压漂移分布, $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$, $V_{SY} = 4.5\text{V}$

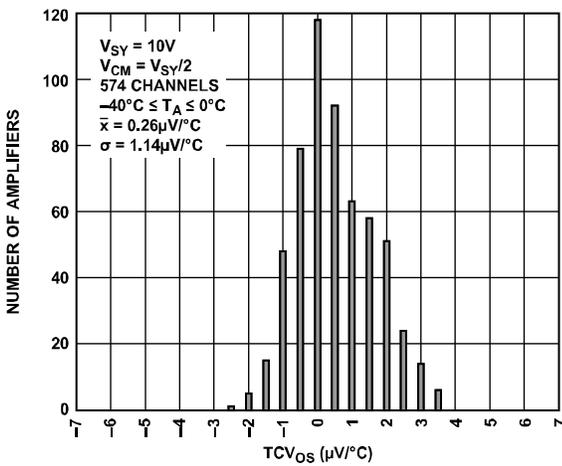


图94. 输入失调电压漂移分布, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 0^{\circ}\text{C}$, $V_{SY} = 10\text{V}$

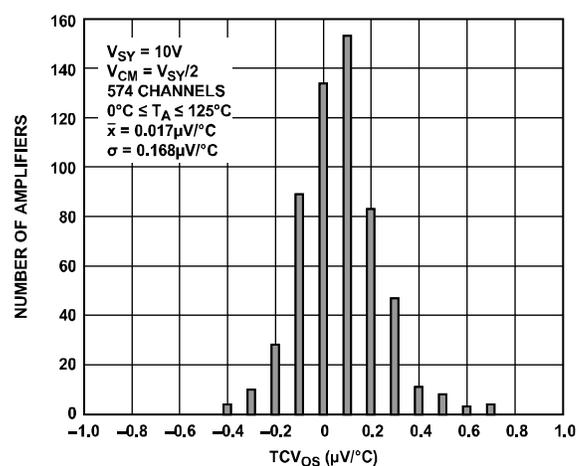


图97. 输入失调电压漂移分布, $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$, $V_{SY} = 10\text{V}$

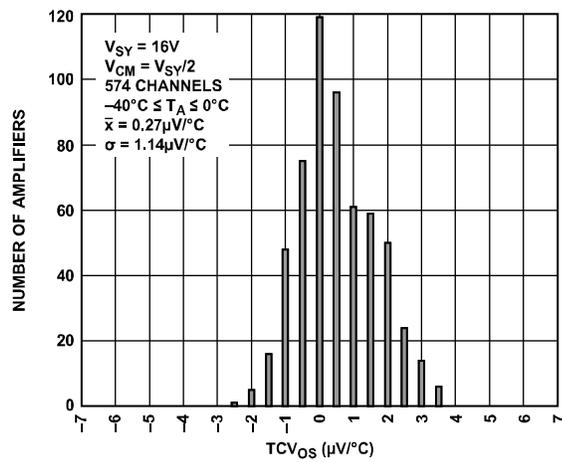


图95. 输入失调电压漂移分布, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 0^{\circ}\text{C}$, $V_{SY} = 16\text{V}$

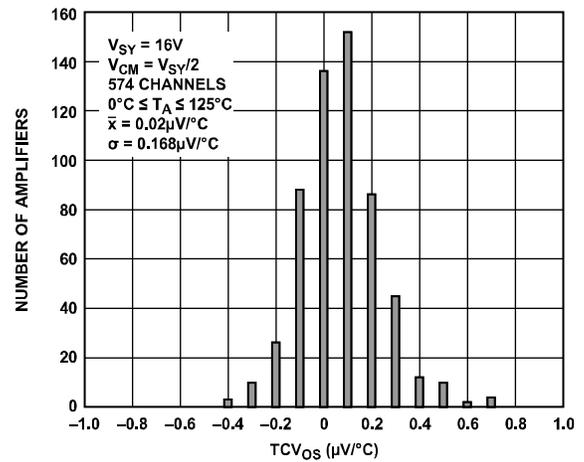


图98. 输入失调电压漂移分布, $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$, $V_{SY} = 16\text{V}$

工作原理

ADA4530-1是一款运算放大器，设计用于与静电计的超高阻抗传感器接口。

金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 输入级消除了与传统结型栅极场效应晶体管 (JFET) 静电计相关的栅极漏电流。ADA4530-1实现了超低输入偏置电流，同时提供鲁棒的ESD保护。独特的ESD二极管结构不仅能提供保护，而且能尽量降低漏电流对输入引脚的影响。ADA4530-1集成了精密缓冲器来防护内部ESD二极管泄漏路径。此保护环缓冲器的输出还连接到外部引脚，允许用户保护外部器件免受漏电流影响。

输入偏置电流由施加于ESD二极管的保护电压精度决定。放大器和保护环缓冲器的失调电压决定保护电压的精度，因而也就决定了输入偏置电流。

ADA4530-1利用ADI公司DigiTrim®技术来实现出色的性能。

DigiTrim调整放大器和保护环缓冲器的失调电压，从而抑制共模电压、电源电压和温度的变化。这种技术显著改善了 V_{OS} 、CMRR、PSRR和失调电压温度系数 (TCV_{OS}) 特性。

图99显示了ADA4530-1的简化示意图。该放大器采用三级架构，提供全差分输入级，可实现出色的直流性能。

ESD结构

输入ESD结构由二极管D1至D6组成。同相输入通过反并联二极管D1和D2耦合到保护引脚 (GRD)。反相输入通过反并联二极管D3和D4耦合到保护引脚。

保护引脚通过二极管D5和D6连接到电源。在ESD事件期间，瞬变电流从输入引脚流经一个反并联二极管，并通过一个电源二极管无害地进入电源。正常工作期间，保护环缓冲器 (BUF1) 强迫反并联二极管上的电压变为0 V。电阻R1将保护环缓冲器与可能存在大电容连接的保护引脚屏蔽开来。其标称值为1 k Ω 。

输入级

输入级由P沟道金属氧化物半导体 (PMOS) 差分对 (M1、M2)、折叠式共源共栅晶体管 (M5至M12) 和电流源 (I1) 组成。

ADA4530-1的高性能来源于其低压MOS器件构成的差分输入端。与高压器件相比，这些低压器件能提供更好的1/f噪声和每单位电流带宽性能。通过专利的保护电路，将输入级与系统高压部分隔离。该调节电路保护输入器件免受为放大器供电的高电源电压的影响。

对于绝大部分的输入共模范围，ADA4530-1中的专有高压保护电路可将放大器输入级看到的共模电压变化降至最低。该电路使得放大器在此首选共模范围内具有出色的抗干扰能力。在此首选范围内工作的性能优势如下述关系图所示： V_{OS} 与 V_{CM} 的关系图 (参见图16至图18)，小信号CMRR与 V_{CM} 的关系图 (参见图21)，以及小信号PSRR与 V_{CM} 的关系图 (参见图54)。

反并联ESD二极管 (D1至D4) 保护输入器件免受大差分输入电压影响。当差分电压超过700 mV时，二极管可传导相当大的电流。用户必须确保流入输入引脚的电流不超过10 mA绝对最大值。

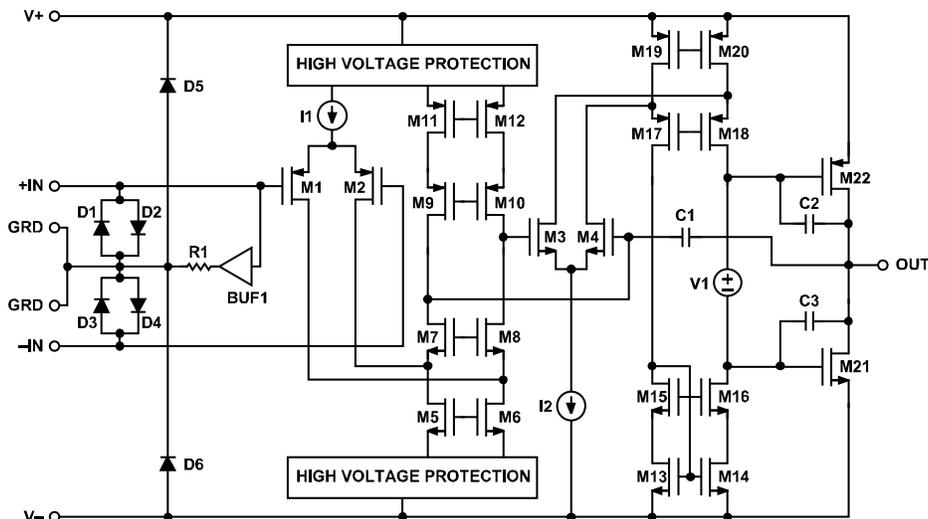


图99. 简化示意图

增益级

放大器的第二级由N沟道金属氧化物半导体 (NMOS) 差分对 (M3、M4) 和折叠式共源共栅晶体管 (M13至M20) 组成。放大器可提供嵌套式米勒补偿 (C1至C3)。

输出级

ADA4530-1具有一个由M21和M22晶体管组成的互补共源输出级。这些晶体管配置为AB类拓扑结构,由电压源V1偏置。这种拓扑结构允许输出级达到供电轨的数十毫伏范围内,从而实现轨到轨输出摆幅。输出电压受晶体管的输出阻抗限制。输出电压摆幅是负载电流的函数,可以利用输出电压至供电轨与负载电流的关系图进行估算(参见图40至图45)。

保护环缓冲器

保护环缓冲器 (BUF1) 是一个单位增益放大器,其产生输入共模电压的低阻抗副本。缓冲器输入连接到同相输入端 (IN+)。当主放大器反馈环路建立之后,同相输入电压约等于输入共模电压。

保护环缓冲器采用与放大器相似的三级架构。保护环缓冲器使用轨到轨输出级,保护电压可在供电轨的100 mV范围内摆动。保护环缓冲器输出跟随输入共模电压,因此,输出摆幅会限制保护环缓冲器在输入共模电压时的有效性。在输入偏置电流与共模电压的关系图(参见图22至图33)中,输入偏置电流在低共模电压时显著提高就是这种限制的表现。由于这个原因,不建议在输入共模电压比V-供电轨小100 mV时使用该电路。

保护环缓冲器输出电压性能会因为负载过大而降低。对于每1 nA负载电流,1 k Ω 输出电阻会增加1 μ V的保护电压误差。数十nA的负载电流便可将保护环缓冲器失调电压驱动到额定范围之外。因此,建议不要利用保护环缓冲器驱动任何负载,绝缘电阻除外(参见“绝缘电阻”部分和“保护”部分)。如果需要更大的驱动强度,可利用一个低失调、低输入偏置电流运算放大器(如 ADA4661-2)来缓冲保护电压。

应用信息

ADA4530-1是一款单通道、静电计级互补金属氧化物半导体 (CMOS) 运算放大器, 具有飞安级输入偏置电流和超低失调电压特性。其电源电压范围很宽, 为4.5 V (或 ± 2.25 V双电源) 至16 V (或 ± 8 V双电源)。它是一款单电源放大器, 输入电压范围包括较低供电轨且具有轨到轨输出。ADA4530-1还实现了最大值 $\pm 40 \mu\text{V}$ 的低失调电压和最大值 $\pm 0.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的失调电压漂移。

ADA4530-1具有超低输入偏置电流, 并且在 25°C 和 125°C 的温度下对这些输入偏置电流进行生产测试, 以确保器件达到系统应用的性能目标。集成式保护环缓冲器用于最大程度地降低PCB设计中的输入引脚漏电流, 减少电路板元件数, 简化系统设计。此外, 保护环缓冲器输出引脚放置在输入引脚旁边, 使得保护环的布线更加方便, 并且能够防止输入、电源和输出引脚之间的耦合。

ADA4530-1适合要求极低输入偏置电流和低失调电压的应用, 包括但不限于: 用于各种电流输出传感器 (如光电二极管和光电倍增管) 的前置放大器应用、质谱分析、色谱分析以及用于化学传感器的高阻抗缓冲。

输入保护

当ADA4530-1任一输入超过其中一个供电轨300 mV以上时, 输入ESD二极管变为正偏, 大量电流开始流经其中。如果不限制电流, 这种过大的故障电流会对器件造成永久损坏。如果预期输入会发生过压情况, 应在各输入端串联一个电阻, 将输入电流限制在10 mA以下。不过, 同时应考虑电阻热噪声对整个电路的影响。

单电源、轨到轨输出

ADA4530-1是一款单电源放大器, 输入电压范围 (IVR) 为 V^- 至 $V^+ - 1.5$ V。该放大器有一个很小的保持活动输入级, 它使得输入共模电压大于额定IVR时, 放大器也能正常工作。在某些类型的电路中, 上电时可能会违反IVR, 此特性使得ADA4530-1能够快速启动和恢复。该保持活动级的交流和直流性能非常差, 正常情况下请勿倚重它。

图100显示了ADA4530-1的输入和输出波形, 其配置为单位增益缓冲器, 电源电压为 ± 8 V。在整个范围内, 输出跟踪输

入电压, 直至输出电压箝位在最大输出摆幅。即使信号超出额定输入电压范围 ($-8 \text{ V} \leq \text{IVR} \leq +6.5 \text{ V}$), 放大器也会工作; 这是因为存在保持活动级。另外, 放大器输出不会发生相位反转。建议不要施加超出输入电压范围的输入电压。

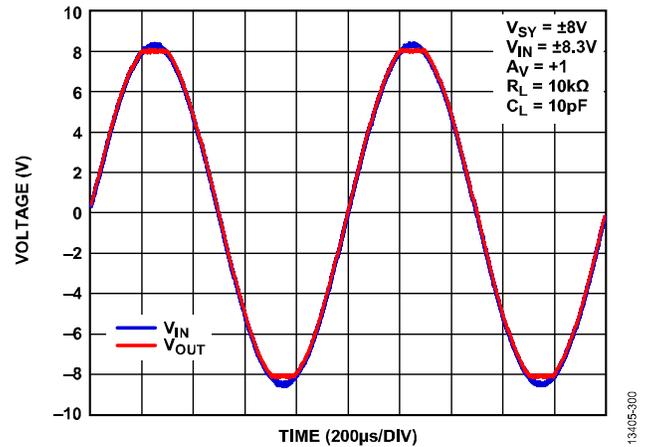


图100. 无反相

容性负载稳定性

ADA4530-1能在任何配置中安全地驱动最高250 pF的容性负载。驱动比额定值更大的容性负载可能会导致过度的过冲、振铃或振荡。大型容性负载降低相位裕量, 导致放大器的频率响应出现峰化。在时域中, 峰化与过冲或振铃有关。因此, 如果ADA4530-1必须驱动250 pF以上的负载, 建议使用外部补偿。这种补偿在单位增益配置中尤为重要, 此时对于稳定性而言是最差情况。

驱动容性负载时, 稳定运算放大器的一种快速而方便的方法是在放大器输出端与负载电容之间增加一个串联电阻 R_{ISO} , 如图101所示。 R_{ISO} 将放大器输出和反馈网络与容性负载相隔离。但是, 采用这种补偿方案后, 相对负载而言的输出阻抗会提高, 从而导致增益精度的下降。

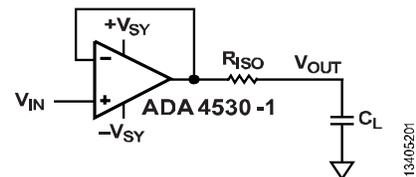


图101. 采用隔离电阻 R_{ISO} 进行稳定性补偿

图102显示了ADA4530-1在不同的输出隔离电阻值和容性负载值下的相位裕量。图103显示了1 nF容性负载和不同隔离电阻下的频率响应。

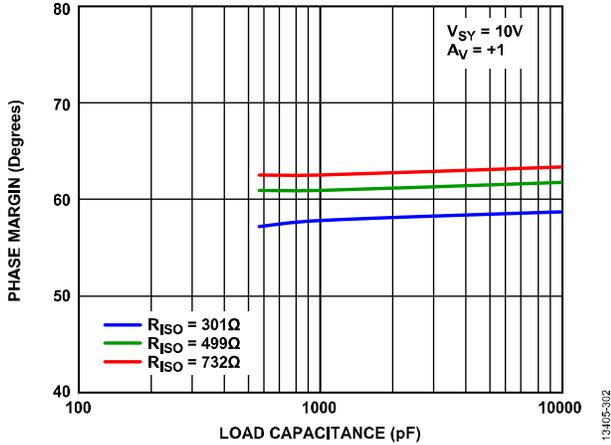


图102. 不同输出隔离电阻下的相位裕量与负载电容的关系

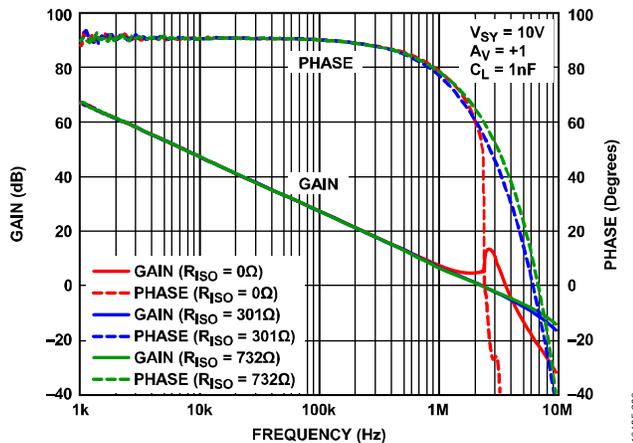


图103. C_L = 1 nF和不同隔离电阻下的频率响应

EMI抑制比

高频电磁干扰 (EMI) 常常会对电路性能造成不利影响。在信号强度较低, 并且传输线路较长的情况下, 运算放大器也必须能够精确放大输入信号。然而, 所有运算放大器引脚, 包括同相输入、反相输入、正电源、负电源和输出引脚, 均易受EMI信号影响。这些高频信号可通过多种途径耦合到运放中, 如传导、近场辐射或远场辐射等。例如, 导线和PCB走线可以充当天线, 拾取高频EMI信号。

放大器不会放大EMI或RF信号, 因为它们的带宽相对较低。但是, 由于输入器件具有非线性特性, 运算放大器可能会整流这些带外信号。这些高频信号经过整流后, 会在输出端表现为直流失调。

技术规格部分的表1、表2和表3给出了同相引脚的电磁干扰抑制比 (EMIRR), 它描述在有电磁干扰的情况下, ADA4530-1能够在多大程度上发挥预期性能。测量EMIRR的数学方法定义如下:

$$EMIRR = 20\log(V_{IN_PEAK}/\Delta V_{OS})$$

其中, V_{IN_PEAK}为输入电压的峰值幅度。

图104显示了每种额定电源电压下典型EMIRR与频率性能的关系。

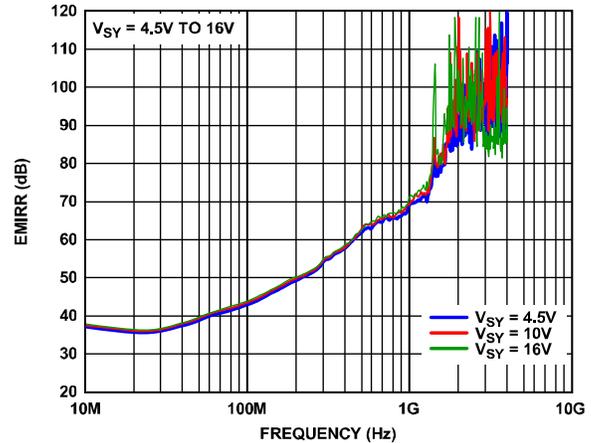


图104. EMIRR与频率的关系

高阻抗测量

ADA4530-1设计最大程度地提高了超高阻抗电路的性能。性能上的优势使得它适用于100 MΩ到10 TΩ以上的电路阻抗。高阻抗电路的测量存在多种误差源。有关高阻抗源测量的一般信息,参见《低电平测量手册》第六版(Keithley Instruments, Inc., 2004年)。

ADA4530-1通常用于两类电路:缓冲器和跨阻放大器(TIA)。缓冲器电路适用于测量带高输出电阻的电压输出传感器。示例传感器包括pH探针和库仑分析控制回路中的参考电极(RE)。TIA电路适用于将电流输出传感器信号转换为输出电压。示例传感器包括光电二极管和电离室。

下面说明在这些电路中使用ADA4530-1时的一些最重要误差源。其中提供了缓冲器(参见图105)和TIA(参见图106)的带误差源的简化模型。

缓冲器电路将电压输出传感器模拟为带输出电阻 R_{SRC} 的电压源 V_{SRC} 。A端电压由同相增益配置(或单位增益配置)的ADA4530-1的引脚1检测。将B端驱动到适当的基准电压(本例中为信号地)。

若忽略所有误差源,则电路的输出如下:

$$V_{OUT} = V_{SRC} \left(1 + \frac{R_F}{R_S} \right)$$

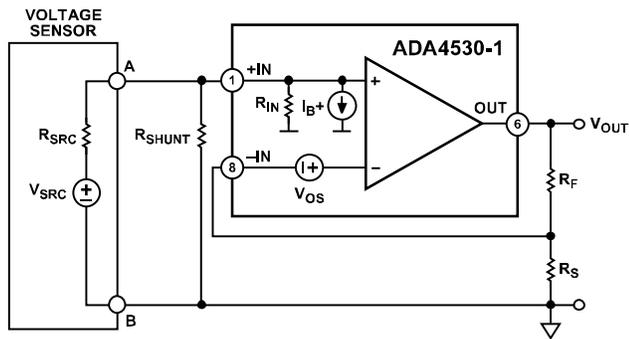


图105. 电压缓冲器电路

TIA电路将电流输出传感器模拟为带分流电阻(R_{SRC})的电流源(I_{SRC})。来自A端的电流连接到ADA4530-1的反相输入引脚和反馈电阻(R_F)。将B端和放大器的同相输入驱动到适当的基准电压(本例中为信号地)。电路的负反馈会抑制A端上的电压变化。该抑制是通过迫使所有电流流经反馈电阻而实现的。

若忽略所有误差源,则电路的输出如下:

$$V_{OUT} = I_{SRC} \times R_F$$

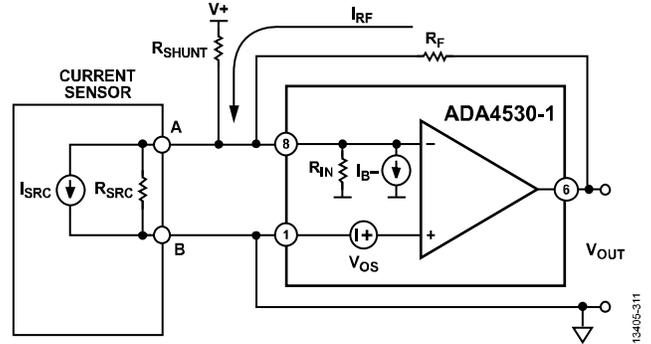


图106. TIA电路

输入偏置电流

在高阻抗静电计电路中,放大器的输入偏置电流是一个主要误差源。

像其他半导体放大器一样,ADA4530-1的输入偏置电流与温度也有一种指数相关性。温度每升高10°C,ADA4530-1输入偏置电流便增大2.5倍。典型温度性能请参见输入偏置电流与温度的关系图(图34至图36)。注意,当温度低于60°C至70°C时,指数式二极管电流便不再是输入偏置电流的主要贡献因素。残余100 aA至200 aA(aA = 10⁻¹⁸ A)偏置电流以其他对环境条件高度敏感的漏电流路径为主。要测量这些虚无缥缈的小偏置电流,需要高度受控的实验室条件。大多数实际应用是以其他误差为主,当温度低于70°C时,可认为ADA4530-1的输入偏置电流为0。ADA4530-1的输入偏置电流只能保证到±20 fA,原因是生产环境下测量受到限制,但可实现的输入偏置电流要低一个数量级以上。

输入偏置电流会成为电压传感器的负载,从而影响缓冲器电路。输入偏置电流被迫流经传感器的输出电阻,导致产生一个误差电压 V_{ERR} 。

$$V_{ERR} = I_B + (R_{SRC})$$

当超高阻抗传感器在高温下工作时,此电压误差的幅度可能相当大。例如,一个100 GΩ传感器在125°C工作时,输入偏置电流产生的最大电压误差为25 mV。

输入偏置电流会与传感器电流求和,从而影响TIA电路。这两个电流均会流经反馈电阻,产生如下的输出电压:

$$V_{OUT} = (I_{SRC} + I_{B-}) R_F$$

输入偏置电流的幅度决定了能够精确分辨多小的信号电流。例如，对于一个在125°C工作的电路，若可接受的误差水平为10%，则可测量的最小信号电流为2.25 pA。

$$I_{SRC} = I_B \cdot (1/err - 1)$$

其中，*err*表示误差水平。

$$2.25 \text{ pA} = 250 \text{ fA} \left(\frac{1}{0.1} - 1 \right)$$

输入电阻

放大器的输入电阻是另一个必须考虑的误差源。输入电阻通常包括两部分：差分和共模。差分输入电阻由电路的负反馈抑制。ADA4530-1具有足够高的增益，使得差分输入电阻太大而无法测量。共模输入电阻（以下简称为输入电阻）是更重要的误差源。

输入电阻等于输入电压变化与输入偏置电流变化的比值。该变化不是由ADA4530-1内部的实际电阻引起的，而是ESD结构上的保护电压与输入共模电压的精度之间的复杂关系引起的；也就是说，输入电阻随共模电压变化而变化。输入电阻也可能是负值。负输入电阻意味着输入偏置电流随着共模电压增加而降低。

输入电阻 R_{IN} 可通过计算输入偏置电流与共模电压关系图（参见图22至图33）的斜率来获得近似值。例如，根据图32可计算125°C时的同相输入电阻。共模电压从4 V变为6 V时，输入偏置电流变化约为20 fA。

$$R_{IN} = \frac{\Delta V_{CM}}{\Delta I_{B+}}$$

$$R_{IN} = \frac{2 \text{ V}}{20 \text{ fA}} = 100 \text{ T}\Omega$$

在首选共模范围之外，输入偏置电流与共模电压关系图的曲线斜率迅速提高（参见图22至图33）。在此范围之外，输入电阻迅速下降。在输入电压接近V-电源的情况下使用这些电路之前，必须考虑输入电阻的这种下降。

像输入偏置电流一样，输入电阻也有很强的温度相关性。在较低温度时，放大器输入电阻非常高，因此其他误差源占主导地位。务必注意，在较低温度时计算输入电阻有局限性。测量的不确定性使得难以精确计算 ΔI_B 项。考虑85°C时输入偏置电流与共模电压的关系图（图22至图27）：测量不确定性有数fA，与输入偏置电流本身的幅度相当。因此，无法计算数百TΩ以上的输入电阻。

输入电阻会成为电压传感器的负载，从而影响缓冲器电路。此电阻构成一个电压分压器，因此，放大器测得的电压仅为传感器无负载电压的一小部分。此压降计算如下：

$$V_A = V_{SRC} \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{SRC}}$$

考虑上面的100 GΩ传感器工作在125°C的例子。100 TΩ输入电阻导致实测电压等于实际电压的99.9%，因而增益误差为0.1%。

输入电阻对TIA电路的影响要小得多。在该电路中，输入共模电压不改变，因此，产生的误差小到可以忽略不计。输入电阻影响电路的噪声增益，进而改变输入失调电压误差（更多信息参见“光电二极管接口”部分）。

输入失调电压

放大器的输入失调电压会直接增加到传感器的电压输出上，从而影响缓冲器电路。此误差比其他误差通常要小得多。

输入失调电压影响TIA电路的方式则不同。TIA的负担电压等于输入失调电压。此负担电压出现在A端和B端之间。将此负担电压施加于传感器分流电阻上时，便会产生一个误差电流。对于光电二极管等输出电阻较低的传感器，该误差可能很显著。考虑一个具有1 GΩ输出阻抗的传感器。ADA4530-1的最大50 μV失调电压可产生50 fA误差电流。

绝缘电阻

ADA4530-1极低的输入偏置电流和极高的输入电阻，使得用于构建电路的材料的绝缘电阻常常成为最大的误差源。任何具有有限电阻且与高阻抗导体接触的绝缘体都会产生误差电流，比如PCB层压材料、电缆和连接器绝缘层。

物理绝缘电阻分布在高阻抗导体的整个接触面上，它可能以不同的电位结束于多个不同的导体。建立一个简单的模型，将所有这些电阻集总为单个电阻，会很有用。此集总元件在电压缓冲器电路中显示为 R_{SHUNT} （参见图105）。

绝缘电阻影响缓冲器的方式与影响放大器输入电阻相同。此电阻构成一个电压分压器，因此，放大器测得的电压仅为传感器无负载电压的一小部分。

此误差比较显著，因为很难在玻璃环氧树脂（如FR-4）PCB材料中保持高绝缘电阻值。可以实现10 TΩ到100 TΩ的电阻值。对于上例中使用的100 GΩ传感器，10 TΩ绝缘电阻产生1%的误差。不像上面在“输入偏置电流”部分和“输入电阻”部分中讨论的放大器误差，绝缘电阻没有指数式温度相关性，这使得在较低温度（低于70°C）时，绝缘电阻成为主要误差源。

绝缘电阻对TIA电路的影响取决于漏电路径。电流传感器A端和B端之间的绝缘电阻影响电路的方式与放大器输入电阻相同。此误差非常小，因为绝缘电压等于放大器的失调电压。从绝缘体到电位明显不同的导体的路径会产生大得多的误差。此类漏电流路径在TIA电路中显示为集总元件 R_{SHUNT} （参见图106）。在这个例子中，漏电流路径是从正电源电压（V+）到A端。若正电源电压相对于信号地为5 V，则将有500 fA电流流经10 TΩ的绝缘电阻。在整个温度范围内，如此大的误差远远超过放大器输入偏置电流和输入电阻误差。

到高电压的漏电流路径也会影响缓冲器电路，结果同样具有破坏性。

保护

高源阻抗和低误差要求会对绝缘电阻提出不切实际的高要求。幸运的是，有一种保护技术可将此类要求降低到合理水平。其原理是用另一种驱动到相同电位的导体（保护环）包围高阻抗导体。如果（高阻抗导体与保护环之间的）绝缘电阻上没有电压，那么就不会有任何电流流经其中。

ADA4530-1内部使用保护技术，集成了超高性能的保护环缓冲器。此缓冲器的输出可供外部使用，以便简化电路级的保护实现。

为了显示保护的实施方式（参见图107），电压缓冲器电路（参见图105）经过修改。该模型中增加了一个导体（ V_{GRD} ），它将高阻抗（A）节点与不同电压的低阻抗（B）节点完全隔开。绝缘电阻用两个电阻来模拟：A导体与保护导体之间的所有绝缘电阻（ R_{SHUNT1} ），以及保护导体与B导体之间的所有绝缘电阻（ R_{SHUNT2} ）。然后，ADA4530-1保护环缓冲器将此保护导体（通过引脚2和引脚7）驱动到A端电压。若A节点和 V_{GRD} 节点的电压完全相同，就不会有电流流经绝缘电阻 R_{SHUNT1} 。

实践中， R_{SHUNT1} 上的电压不可能是0 V，保护环缓冲器失调电压会使A节点和 V_{GRD} 节点之间存在电位差。对于ADA4530-1，此失调电压经过调整，当输入共模电压相对于供电轨为1.5 V时，失调电压小于100 μV。保护环缓冲器失调电压和漂移参见表1、表2和表3。

例如，假设电压传感器产生的输出为1 V，若无保护，10 TΩ绝缘电阻将产生100 fA的误差电流。使用保护，绝缘电阻上的电压限制在100 μV。因此，误差电流限制在0.01 fA。本例中，保护技术将误差降低 10^4 倍，使其可忽略不计。

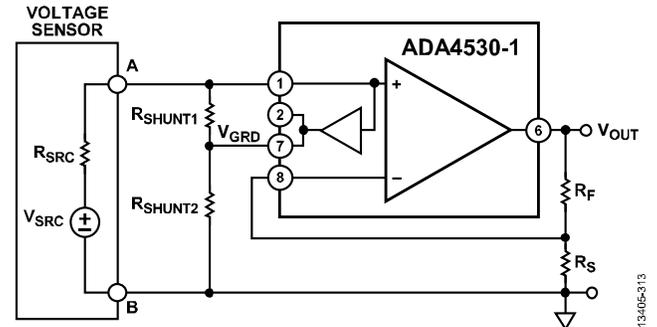


图107. 使用保护的电压缓冲器电路

介电弛豫

介电弛豫（也称为介电吸收或浸润）是所有绝缘材料都有的特性，它会限制需要建立到数fA水平的静电计电路性能。

电介质分子响应电场变化会发生极化，介电弛豫是指这种极化有所延迟的现象。这种延迟是所有绝缘材料都有的特性。延迟的幅度和时间常数取决于具体电介质材料。某些材料的延迟可能达数分钟甚至数小时。

介电弛豫对静电计电路是一个问题，因为作为对分子极化的响应，会有小位移电流流经绝缘体。极化延迟导致这些电流耗散的延迟，在此类电路中，这种延迟是建立时间的主要部分。

对电容而言，介电弛豫称为介电吸收。电容有一项额定测试，即测量特定充放电周期之后的残余开路电压。对于静电计电路，考虑测试电压阶跃变化产生的短路电流会更实用。

将一个绝缘体的简单集总电路模型连接到测试电压源（参见图108）。大部分电介质会立即极化，这被模拟为电容 C_1 。一小部分电介质以时间常数 τ_2 缓慢极化，将其模拟为电容 C_2 和电阻 R_2 。

C2的大小反映慢速分子的比例。该大小取决于材料，但通常要比C1小100到10,000倍。R2的大小决定时间常数。

$$\tau_2 = R_2 \times C_2$$

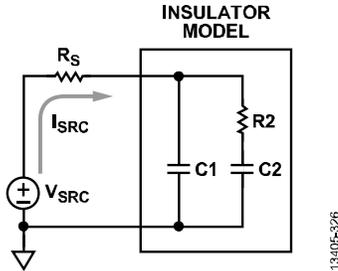


图108. 介电弛豫模型测试电路

绝缘体对电压阶跃的电流阶跃响应 (I_{SRC}) 如图108所示。一个大初始电流对时间常数很短的电容C1充电。此时间常数 τ_1 等于源电阻 $R_S \times C_1$ (参见图109)。电容C1充电后很长时间，一个小得多的电流继续流动，对电容C2充电。充电的时间常数不受外部电路影响，仅取决于绝缘体材料性质。电流幅度取决于绝缘体上电压变化的幅度。

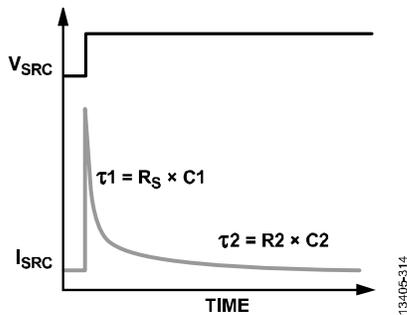


图109. 介电弛豫模型的阶跃响应

利用图108所示测试电路测量了多种PCB材料的介电弛豫性能。一个静电计级源测量单元 (SMU) Keithley 6430施加一个 ± 100 V测试激励信号并测量所产生的电流。该较大的交替极性测试电压可将介电弛豫小电流与SMU的输入失调电流区别开来。

测试的第一种PCB薄片是工业标准FR-4玻璃环氧树脂。测量结果如图110所示。玻璃环氧树脂薄片需要1小时才能将介电弛豫电流耗散到10 fA以下。这表明，玻璃环氧树脂薄片不适合用于高性能静电计电路。

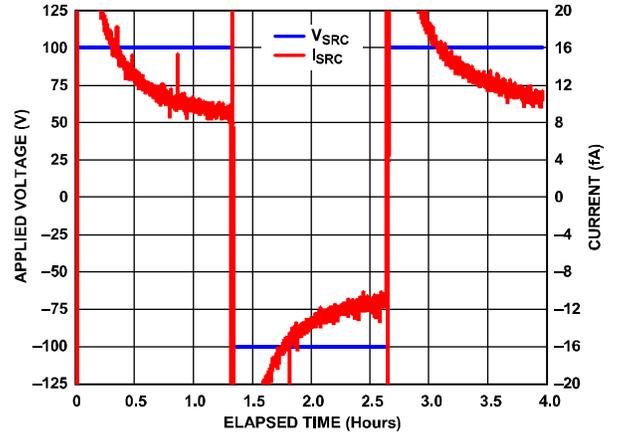


图110. 玻璃环氧树脂介电弛豫性能

考虑的另一种PCB薄片是Rogers 4350B。Rogers 4350B是一种设计用于射频/微波电路的陶瓷薄片。Rogers 4350B兼容标准PCB生产技术，使用广泛。Rogers 4350B材料的测量结果如图111所示。该材料在不到20秒时间内便可将介电弛豫电流耗散到1 fA以下。

鉴于其性能出色，建议在最高性能应用中，将Rogers 4350B薄片配合ADA4530-1使用。ADA4530-1的所有关键特性测量都是利用Rogers 4350B进行。

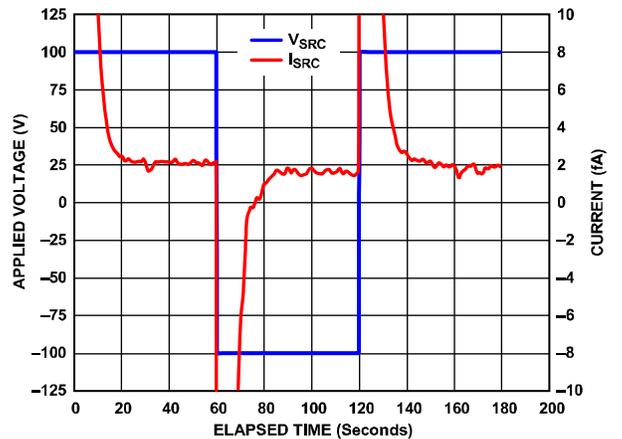


图111. Rogers 4350B介电弛豫性能

湿度影响

用于构建电路的材料的绝缘电阻对湿度敏感。在较低温度 ($<70^{\circ}\text{C}$) 时, 绝缘电阻产生的漏电流误差大于放大器本身。这意味着在较低温度时, 空气的相对湿度是最重要的误差源。与湿度的相关性在输入偏置电流与温度的关系图 (参见图34和图36) 中明显可见。由于在低温下很难保持一致的低相对湿度, 因此, 低温测量存在较大的偏差。

为了评估绝缘电阻对湿度的敏感度, 必须考虑两种机制: 吸附和吸收。

吸附是指分子薄膜粘在材料表面上的现象。水分子会发生吸附现象。其影响的程度取决于绝缘材料和相对湿度。分子薄膜是导电的, 它们成为与材料绝缘电阻并联的泄漏电阻。由于这是一种表面效应, 因此, 保护环技术可有效地将其降低。

吸收是指分子进入材料主体中的现象。水分子可扩散到材料中, 从而影响材料的体电导率。由于漏电流路径穿过材料主体, 因此保护环无法将其降低。

无法完全保护所有漏电流路径, 无论是主体还是表面。这种限制的一个相关例子是ADA4530-1 SOIC封装外壳的模制原料。从输入引脚到封装的所有其他引脚, 都存在表面和主体路径。所产生电流的性质取决于具体漏电流路径: 到 $V+$ 的路径会提高放大器流出的偏置电流, 到 $V-$ 的路径会提高流入放大器的偏置电流, 到 V_{OUT} 的路径会降低TIA电路的有效反馈电阻。

考虑一个例子, 电路采用 $\pm 5\text{V}$ 电源供电, 输入共模电压为 0V 。假设输入与 $V+$ 之间的所有泄漏电阻为 $100\text{ T}\Omega$, 此电阻产生一个 50 fA 电流从 $V+$ 流出。假设输入与 $V-$ 之间的泄漏电阻为 $250\text{ T}\Omega$, 则此电阻产生 20 fA 电流流到 $V-$ 。从输入引脚流出的净电流等于 -30 fA 。

所有这些漏电流都可以与放大器输入偏置电流合并, 当作一个有效输入偏置电流处理。我们测定了多个ADA4530-1器件的有效输入偏置电流对相对湿度的敏感度。测试放大器配置在TIA和单位缓冲器电路中, 反馈电阻和源电阻均为 $100\text{ G}\Omega$ 密封电阻 (RX-1M1009FE)。这些玻璃体电阻有一个硅脂涂层 (玻璃的湿度吸收特性很差)。

ADA4530-1放大器安装在Rogers 4350B PCB上 (玻璃环氧树脂板的湿度吸收特性很差)。

图112显示了七个测试单元的有效输入偏置电流与相对湿度的关系。图112用分离对数轴绘制, 以便有效显示偏置电流的幅度和极性。在5%到80%的相对湿度范围内, 漏电流的变化幅度超过100倍。在典型调节环境 ($\text{RH} < 50\%$) 下, 有效偏置电流远小于 1 fA 。

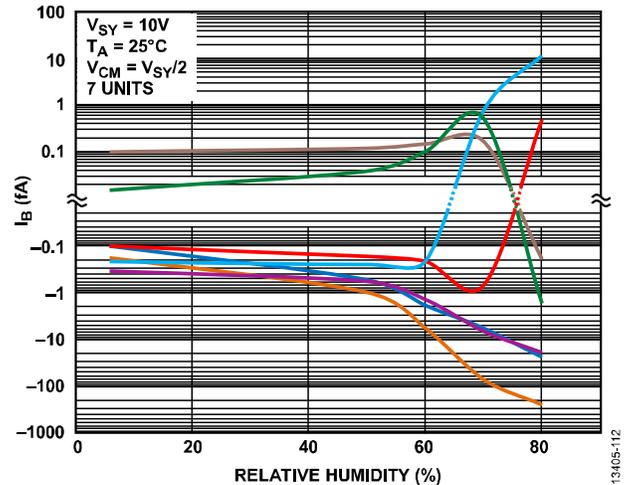


图112. 有效输入偏置电流与相对湿度的关系

湿度水平较高 ($>60\%$) 时, 有效输入偏置电流幅度变得对相对湿度非常敏感。某些单元显示出与湿度呈指数式相关 (参见图112中的蓝线)。其他单元显示出湿度相关性较难预测; 漏电流幅度迅速提高, 但极性可能改变。净漏电流为较高电压 (如 $V+$) 流出的电流与较低电压 (如 $V-$) 吸收的电流之和。当湿度改变时, 各漏电流路径的相对幅度也可能改变, 导致漏电流极性可能发生变化 (参见图112中的红线和绿线)。

这些漏电流的响应时间取决于引起它们的物理过程。吸附是表面效应, 随着空气相对湿度的变化, 膜厚度会迅速实现均衡。吸收是体扩散过程, 因而比吸附过程要慢得多。

这些相差巨大的时间常数意味着, 有效输入偏置电流会迅速响应相对湿度的阶跃变化, 但建立时间非常长。图113显示了一个放大器对相对湿度从50%变化到60%的阶跃响应。初始湿度阶跃的高频响应 (和过冲恢复) 约为数秒到数十秒。完全建立需要一周以上的时间, 因为水分在PCB绝缘材料和封装模制原料中的扩散速度非常慢。图112中的每个数据点都是在1周建立时间之后获得的。

在实际应用中,空气的相对湿度在每天和每个季节都有大幅变化。有效输入偏置电流对这种湿度变化的响应包括两部分。吸附过程引起的响应会在湿度变化之后立即显现。吸收过程引起的响应则会对湿度变化进行低通滤波。此低通响应导致有效输入偏置电流对相对湿度波动有长期记忆。

在这种环境下,有效输入偏置电流的测量结果似乎随着时间而漂移,因为漏电流取决于前一周的相对湿度。某些情况下可能需要考虑这种由吸收过程引起的长期记忆;例如,产品使用之前长期存放在无调节的高湿度环境中。

湿度局部波动引起的快速吸附响应可能会改变有效偏置电流。这种电流波动可能比放大器的低频电流噪声和电阻的热噪声大得多。用空气挡板约束敏感电路周围的气流,可以使电路免受这种局部湿度波动影响。用来降低干扰的静电屏蔽也能用作空气挡板。应尽可能消除或减少湿度波动源。例如,避免在高阻抗电路上呼吸。

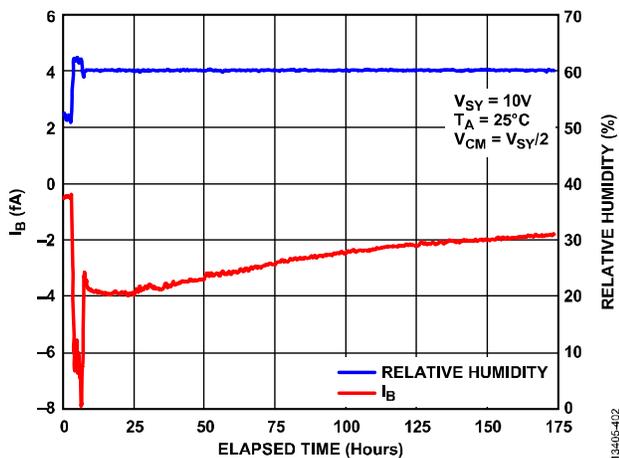


图113. 有效输入偏置电流对湿度阶跃的瞬态响应

必须注意,所有静电计电路都会受到湿度影响。利用TO-99封装和架空布线技术构建的传统电路具有绝缘体漏电流路径,例如引脚和Teflon®支柱(用来支撑架空布线元件)之间的环氧树脂。传统放大器的输入偏置电流非常高,足以遮蔽湿度影响。

总之,对于一般实验室(<60%)相对湿度条件,ADA4530-1可以达到额定性能。在不受控或高湿度环境下使用时,须酌情考虑输入偏置电流会有一定的减额。应测定每个产品的减额,因为净漏电流取决于绝缘体的材料类型和物理尺寸。

污染

如果绝缘体受到污染,静电计电路的有效绝缘电阻可能会显著降低。焊剂、体油、灰尘和尘土都可能是污染源。某些污染物会在现有绝缘体表面上形成并联漏电流路径,使绝缘电阻大幅降低。保护技术有助于抑制这种影响。

当污染源包含离子化合物时,影响会更严重。在湿度作用下,这些污染物充当电解质,形成一个弱电池。焊剂残留物和体油尤其容易形成此类寄生电池。

例如,故意用一滴3 mm的中等活性松香(RMA)型焊剂污染两个高阻抗节点之间的PCB绝缘层,并在实验室条件(25°C、40% RH)下让该样本干燥并稳定几天。然后,用一个静电计级SMU测量电压与电流的关系(参见图114)。

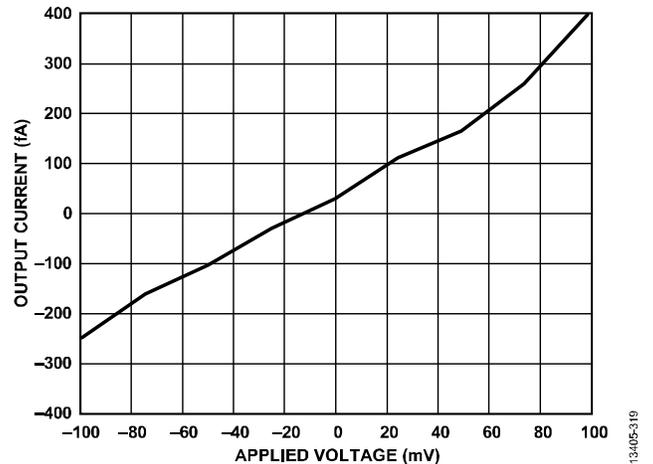


图114. 受RMA污染的绝缘层的电流对电压响应

这种污染形成一个弱电池,其开路电压(V_{BATT})为15 mV,输出电阻(R_{BATT})为300 GΩ。此类污染对静电计电路是灾难性的,因为保护技术无法抑制它。将该污染电池连接在TIA电路的A端和B端,可得到一个简化模型(参见图115)。A端和B端均被驱动到相同电压,产生一个误差电流(I_{BATT}),因为输出电阻上存在一个等于电池开路电压的压降,如下式所示:

$$I_{BATT} = V_{BATT} \div R_{BATT}$$

此电池电流流过反馈电阻,在反馈电阻上与电路中的信号电流和其他误差电流合并。本例中的误差电流为50 fA。电池特性受环境条件影响,因此,误差电流会随着时间、温度和湿度而漂移。

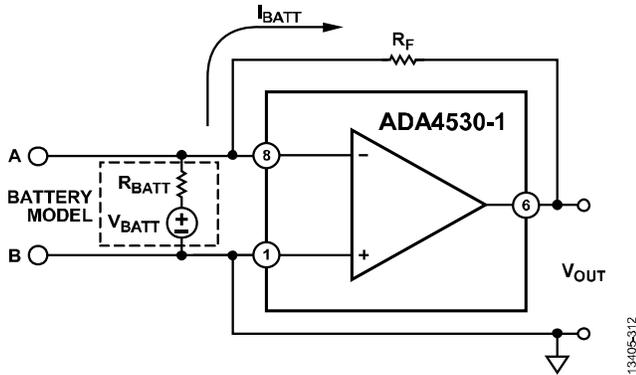


图115. 带污染电池的TIA电路

清洁和处理

“污染”部分中描述的污染通常可利用适当的清洁程序予以消除。异丙醇 (IPA) 等溶剂可有效消除焊剂和体油残留物。使用洁净室级高纯度溶剂，确保溶剂本身不会造成额外的污染。

除溶剂外，污染严重的绝缘体还可通过机械打磨来消除。超声波清洗器特别有效。用酸刷擦洗高阻抗绝缘体周围的区域

也能消除污染。最后用清新的IPA冲洗绝缘体，消除溶剂中悬浮的污染物。

必须等到残留水分完全蒸发之后，才能使用绝缘体。在室温下，蒸发可能需要好几小时；用烤箱在高温下烘烤绝缘体可加快蒸发过程。

有关清洁和处理的详细程序，请参阅ADA4530-1R-EBZ用户指南。

焊膏选择

若未妥善清洁，焊膏选择可能极大地影响电路板性能。PCB上的焊剂残留会降低放大器的低 I_B 性能。我们做了一个实验来评估不同类型焊膏的清洁程序。表7显示了实验结果。建议清洁程序栏列出了使有效输入偏置电流小于1 fA所需的清洁时间。建议选择RMA型焊膏。

表7. 针对不同焊膏材料的建议清洁程序

焊膏类型	焊膏产品型号	建议清洁程序 ¹
RMA	AIM RMA258-15R	在超声波清洗器中用清新IPA清洁15分钟，然后在125°C下烘烤1.5小时
水溶性	SAC305 Shenmao	在超声波清洗器中用清新IPA清洁1.5小时，然后在125°C下烘烤1.5小时
免洗	SAC 305 AMTECH LF4300	在超声波清洗器中用清新IPA清洁3小时，然后在125°C下烘烤3小时

¹ 烘烤时间未经优化，设定为与清洁时间相同。

电流噪声考虑

若放大器输入引脚的电流噪声流经一个阻抗并产生电压噪声，就需要予以重视。如果该电流噪声和阻抗足够大，所产生的电压噪声将超过电路中的其他噪声源，例如电阻和放大器的电压噪声。对于ADA4530-1等静电计放大器，典型电路阻抗非常大，因而放大器的电流噪声可能是最重要的噪声源。

要测量电流噪声，须让噪声电流流经一个足够大的测试阻抗，使得所产生的噪声电压大于电路中的其他噪声电压。实践中，该测试阻抗通常是一个电阻。所有电阻都有热噪声。热噪声值通常表示为折合到输出端的电压噪声频谱密度(NSD)，即 V_{NRTO} 。

$$V_{NRTO} = \sqrt{4kTR}$$

其中：

k为波尔兹曼常数。

T为温度（单位：K）。

R为电阻值。

根据欧姆定律，将电阻热噪声除以电阻值R，这样便可将热噪声解释为电流NSD。

表8显示了一系列电阻值对应的热噪声，同时用电压噪声和电流噪声两种形式表示。电阻的电流噪声随着电阻增大而减小。这一惊人结果说明，必须用高值电阻来测量低水平的电流噪声。

表8. 电阻热噪声

电阻值	电压噪声	电流噪声
1 MΩ	128 nV/√Hz	128 fA/√Hz
100 MΩ	128 nV/√Hz	12.8 fA/√Hz
10 GΩ	128 nV/√Hz	1.28 fA/√Hz
1 TΩ	128 nV/√Hz	128 aA/√Hz

用于获取电流噪声数据的测量设置如图116所示。ADA4530-1配置为TIA，其具有一个大值反馈电阻 R_F 。来自反相输入的所有放大器电流噪声流经电阻 R_F ，在 V_{OUT} 处产生一个电压噪声。

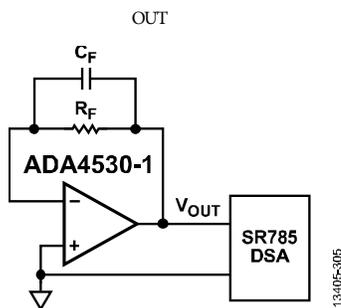


图116. 电流噪声测量设置

折合到输出端的电压NSD V_{NRTO} 由SR785高性能动态信号分析仪(DSA)采样，其等于放大器电流噪声乘以 R_F 、电阻热噪声和放大器电压噪声的和方根。

$$V_{NRTO} = \sqrt{((I_N R_F)^2 + 4kTR_F + V_N^2)}$$

其中：

I_N -为放大器反相电流噪声。

$4kTR_F$ 为电阻热噪声。

V_N^2 为放大器电压噪声。

从 V_{NRTO} 计算放大器的电流噪声，如下所示：

$$I_{N-} = \sqrt{\frac{V_{NRTO}^2 - 4kTR_F - V_N^2}{R_F}} \quad (1)$$

要使公式1有效，实测噪声必须略大于电阻热噪声与放大器电压噪声之和。实践中，确保电阻电流噪声小于或等于放大器电流噪声。例如，若预期放大器噪声为2 fA/√Hz，则根据表8，应使用至少10 GΩ的 R_F 值。

在大部分频率时，不用担心放大器电压噪声，因为电阻热噪声远大于放大器电压噪声。在极低频率时，由于放大器电压噪声的1/f特性，上述假设不再成立。

必须考虑图116所示电流噪声测量系统的带宽限制。杂散电容的存在导致无法维持测量所要求的高阻抗。所有将放大器输出耦合到反相输入的杂散电容都可以集总为一个电容 C_F ，如图116所示。

电流噪声必须经过 R_F 才能成为电压噪声。但在实践中，电流噪声经过 R_F 和 C_F 的并联组合而成为电压噪声。当频率高于 $R_F C_F$ 极点时，大部分电流噪声流经电容；由于 C_F 的分布式寄生性质，在这些频率进行的电流噪声计算容易产生误差。一条很好的指导规则是将测量带宽限值设置为 $R_F C_F$ 极点频率。

对于高值电阻，测量带宽限值可能低得令人吃惊。表9显示了一系列电阻值对应的-3 dB带宽，杂散电容值取合乎实际的最小值。

表9. 带宽限制

电阻值	电容值	-3 dB带宽
1 MΩ	100 fF	1.59 MHz
100 MΩ	100 fF	15.9 kHz
10 GΩ	100 fF	159 Hz
1 TΩ	100 fF	1.59 Hz

再次考虑电流噪声为 $2 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的放大器示例。根据表 9，所需的 $10 \text{ G}\Omega R_F$ 值同时将测量带宽限制在 159 Hz 。

制作一个同时包含电阻噪声和测量带宽指导值的表格是有帮助的。表10显示了各种输入电流噪声测量的近似带宽限制。

表10. 测量电流噪声密度与带宽的关系

电流噪声密度	带宽
128 aA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.59 Hz
1.28 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	159 Hz
12.8 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	15.9 kHz
128 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.59 MHz

表10显示了低输入偏置电流放大器技术规格中常常宣称的 10 kHz 时 $0.1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的误差。测量此值需要一个杂散电容小于 15.9 aF ($15.9 \times 10^{-18} \text{ F}$) 的 $1 \text{ T}\Omega$ 电阻，这是不可能获得的。

声称的数值不过是基于数十 fA 额定输入偏置电流计算的散粒噪声。半导体的散粒噪声计算如下：

$$\text{散粒噪声} = \sqrt{(2qI_B)}$$

其中：

q 为一个电子的电荷。

I_B 为流过结的电流。

散粒噪声计算仅适合于一些传统 JFET 静电计放大器，其中仅有一个结连接到放大器输入引脚。现代高阻抗放大器有多个半导体结连接到放大器输入引脚。这些结中，最具意义的是 ESD 二极管结构。输入偏置电流等于这些二极管电流之和。二极管电流设计为彼此抵消，但散粒噪声电流是无关项，不能抵消，这导致无法从输入偏置电流计算散粒噪声。

即便合适，这些散粒噪声计算也会忽略所有容性耦合效应，使得其仅在极低频率时有效。当频率高于数十 Hz 时，输入晶体管的栅源电容会耦合来自输入结以外源的噪声电流。这种反吹噪声效应在所有放大器中都存在，它确保电流 NSD 总是随着频率提高而提高。

电流噪声、反馈电阻和带宽之间的关系很复杂，标定静电计放大器电流噪声的正确方法是利用各种不同反馈电阻来测量输出 NSD，这些反馈电阻应能涵盖终端应用所用阻值的全

部范围。每个反馈电阻为一系列频率下的最小可测量电流噪声确定一个边界。

测量过程中，务必使用高质量电阻。许多针对高压工作而设计的高值电阻在低压时是非线性的，不适合于静电计使用。若电阻质量低劣，其自身的 $1/f$ 噪声可能破坏测量结果。表11列出了 ADA4530-1 特性测定所用的电阻。

表11. 测试电阻器件型号

电阻值	制造厂商	器件型号
100 M Ω	Vishay	RNX050100MDHLB
1 G Ω	Ohmite	RX-1M1007GE
10 G Ω	Ohmite	RX-1M1008JE
100 G Ω	Ohmite	RX-1M1009FE
1 T Ω	Ohmite	RX-1M100AKE

针对表11所列测试电阻，图117显示了跨阻测试电路的折合到输出端电压 NSD (V_{NRTO})。各电阻的热噪声计算值用虚线表示。黑色虚线表示放大器的 $1/f$ 电压噪声。

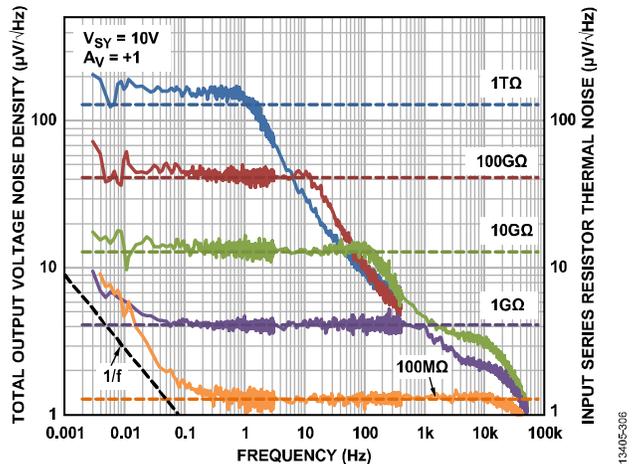


图117. 折合到输出端的跨阻NSD

对于最高 $1 \text{ T}\Omega$ 的所有测试电阻， V_{NRTO} 都是以电阻噪声为主。这意味着与这些电阻的热噪声相比，ADA4530-1 的电流噪声贡献微不足道。

可利用1 TΩ电阻来计算ADA4530-1的电流噪声。结果如图118所示。无法计算所有其他电阻对应的放大器电流噪声，因为这些电阻值，电阻噪声远大于放大器电流噪声。各测试电阻的电流噪声密度在图118中显示为虚线。ADA4530-1的电流噪声低于电阻噪声值。

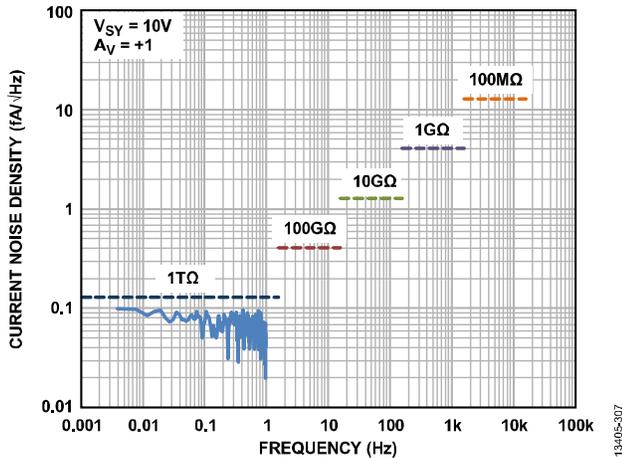


图118. 电流噪声频谱密度

ADA4530-1的电流噪声来自ESD二极管的饱和电流。二极管饱和电流与温度具有指数相关性，因此，预期电流噪声会随温度而变化。利用带1 TΩ电阻的跨阻测量电路，测定ADA4530-1在全温度范围内的电流噪声。由于电阻的最高工作温度限制，测量以85°C为限。图119显示了0.1 Hz频率时所有测试温度下的电流噪声密度。

根据图119中的电流噪声密度数据计算等效噪声电阻会很有用。这种转换方便比较ADA4530-1产生的电流噪声与电路所用反馈电阻的热噪声。

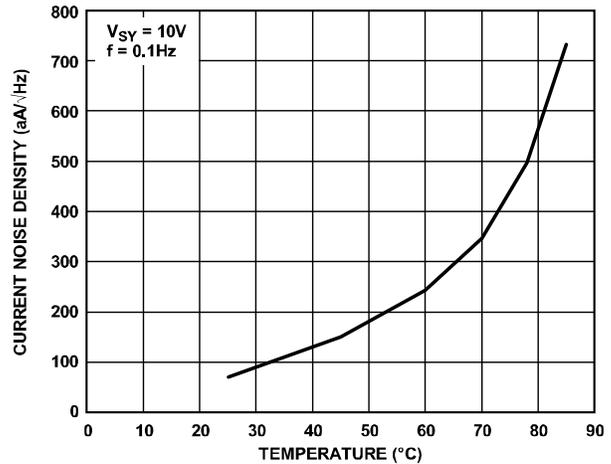


图119. 电流噪声密度与温度的关系

图120显示了等效噪声电阻与温度的关系。从图120很容易得知，当温度低于40°C时，ADA4530-1的噪声贡献小于1 TΩ电阻。若应用要求的工作温度为85°C，则ADA4530-1的噪声贡献相当于一个30 GΩ电阻。本例说明在确定应用的噪声性能时，温度的影响相当大。

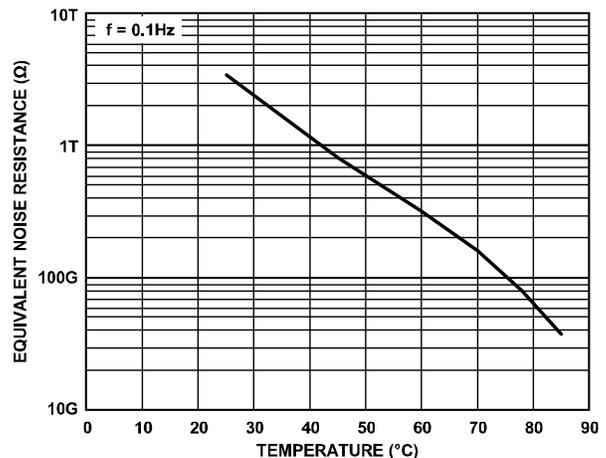


图120. 等效噪声电阻与温度的关系

总之，ADA4530-1的出色噪声性能使它成为静电计应用的理想之选。对于1 TΩ以下的阻抗，放大器噪声可忽略不计。另外，与其他放大器不同，该放大器的电流噪声经过全面测定，并且不存在过大的反吹噪声。

布局布线指南

保护技术的物理实现

在“保护”部分中介绍过，保护技术是高阻抗工作的基础。保护的目的是用另一种驱动到保护电压的导体包围高阻抗节点的绝缘部分。在实际操作中是无法实现理想保护的，但有几种实用结构可提供良好的性能。

保护环

保护环通常是一种用来在PCB表面上实现保护技术的结构。缓冲器电路的一种简化布局是在高阻抗 (A) 走线周围实现保护环 (参见图121)。电压传感器输出直连到图121中的焊盘A和B。保护环是覆铜形状，完全包围从传感器连接到同相输入 (引脚1) 的高阻抗 (A) 走线。保护环由ADA4530-1保护环缓冲器 (引脚2) 通过散热形状连接直接驱动。无需连接另一保护环缓冲器输出 (引脚7)。

高阻抗走线和保护走线移除了阻焊层，确保保护环与所有表面漏电流路径形成电气接触。基于同样的原因，应避免在此部分中印刷丝网。

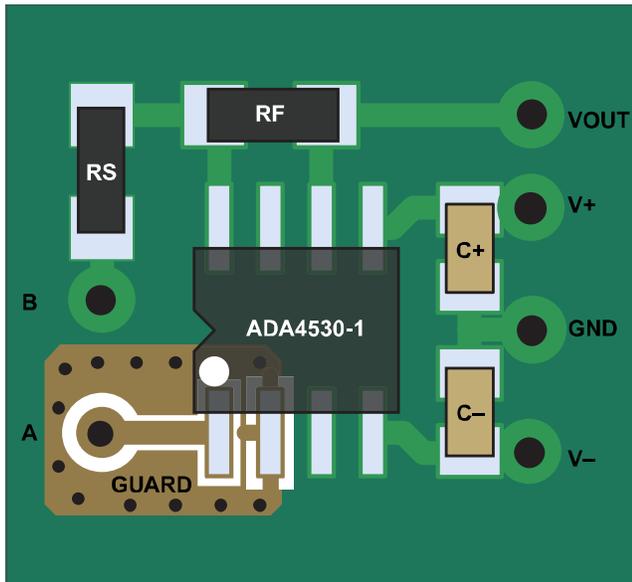


图121. 缓冲器电路布局

A走线与保护环之间没有大量裸露的绝缘材料。增大此间距以试图提高绝缘电阻常常适得其反，因为裸露绝缘体往往会积聚压电或摩擦生电效应产生的表面电荷。这些电荷最终会扫过绝缘体而流向高阻抗导体。

此误差电流的幅度取决于裸露高阻抗绝缘体的面积。A走线与保护环之间有15英寸的间距即足够。

另一个简化布局显示了TIA电路中保护环的实现 (参见图122)。保护环的实现方式与缓冲器电路相同。主要区别在于，反馈电阻 (RF) 的左半部分和反馈电容 (CF) 连接到高阻抗节点。保护环形状沿着这些无源元件周围扩展，确保整个高阻抗节点都受到保护。保护环直接由ADA4530-1保护环缓冲器 (引脚7) 驱动。

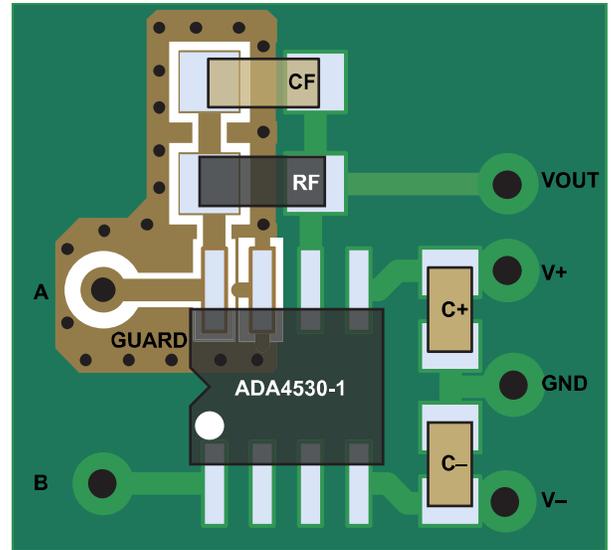


图122. TIA电路布局

TIA电路的保护电压标称值等于B电压，故而可以直接由B电压驱动保护环，而无需使用ADA4530-1保护环缓冲器。用这种方式实现保护环时，请勿连接保护环缓冲器输出 (引脚2和引脚7)。

保护层

保护层是一种通过PCB主体实现保护技术的结构。图123中的PCB截面显示了保护层的结构。保护层是一种覆铜形状，直接放在高阻抗 (A) 走线下方。保护层通过过孔连接到表面层上的保护环。

若电路板利用Rogers 4350B等高性能PCB薄片构建而成，必须采用混合堆叠以提高机械强度。外面几层为陶瓷，里面几层为常规玻璃环氧树脂薄片。必须将保护屏蔽放在陶瓷和玻璃环氧树脂材料的周边上，以保护高阻抗节点免受玻璃环氧树脂材料的不良介电弛豫特性的影响。

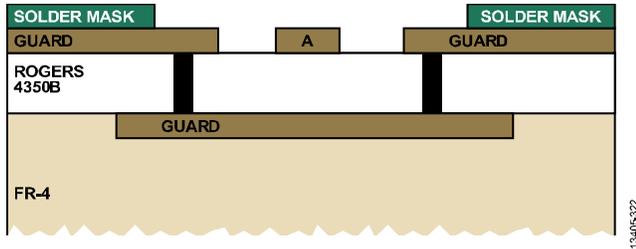


图123. 带保护层的布局截面

过孔防护

过孔防护是一种附加结构，用于保护保护环和保护层之间的薄片的侧面漏电流路径（参见图123）。该防护实现如下：用连接保护环和保护层的过孔包围整个保护环（参见图121和图122）。

电缆和连接器

不仅PCB，所有高阻抗布线都需要保护技术。高阻抗传感器常常不是直接安装在PCB上，并利用静电计放大器和外部电缆来连接。

保护连接电流输出传感器的电缆的典型方法是使用同轴电缆。同轴电缆由内部导线、周围的绝缘层和包围绝缘层的编织导线组成。内部导线用于高阻抗（A）端，外部编织屏蔽导线用于低阻抗（B）端。这种安排能够方便有效地保护同轴绝缘电阻，因为A端和B端的标称电压相同（连接到TIA接口电路时）。

电压输出传感器更易出问题，因为A端和B端电压不同。保护电压输出传感器电缆的典型方法是使用三轴电缆。三轴电缆由内部导线和两条单独的编织导线组成。各编织导线通过绝缘层分开。内部导线用于高阻抗（A）端，内编织导线用于保护（V_{GRD}）连接，外编织导线用于低阻抗（B）端。所有包围内部导线的绝缘材料都被保护导体完全包围起来，使得此绝缘层上的压降为0。

静电接口

超高阻抗静电计电路易受容性耦合干扰。耦合低频信号所需的电容量惊人地小。例如，仅3 fF耦合电容便可将线路频率（60 Hz）干扰耦合（-3 dB损失）到1 TΩ阻抗。

需要担心的不光有传统电气干扰。电容的位移电流I计算如下：

$$I = C \frac{\partial V}{\partial t} + V \frac{\partial C}{\partial t} \quad (2)$$

此公式中的第二项在多数电路中常被忽略，但在静电计电路中，它可能引起一些不寻常的问题。原因在于，任何带电物体的移动都会改变物体与静电计之间的耦合电容，而电容改变会将小电流注入电路中。ADA4530-1非常灵敏，可轻松检测手或纸张的移动。此类影响不是周期性或可预测的；在目标时间尺度上，它们可能显现为古怪的直流漂移。

这两类干扰均可通过增加屏蔽体来降低。所谓屏蔽体，是指在高阻抗输入与干扰源之间增加一块导电材料。此屏蔽体必须电气连接到低阻抗源（如信号地）。若屏蔽体从物理上中断所有容性耦合路径，则来自干扰源的所有位移电流都会分流到低阻抗源。

屏蔽体的构造几乎与保护体的构造相同。由于这种相似性，许多保护结构也能提供屏蔽。主要区别在于，屏蔽体的直流电压不重要，而保护必须有一个等于高阻抗输入电压的电压。由保护环缓冲器驱动的屏蔽体还有一个优势，那就是能使高阻抗输入与屏蔽体之间的电容自举。这种方法的缺点是保护环缓冲器输出阻抗为1 kΩ，与信号地或底盘地连接相比，屏蔽效果较差。最有效的系统通常采用“盒中盒”结构：外屏蔽体用地来驱动，内屏蔽体用保护环驱动。

还有一种通常无法屏蔽的容性干扰效应。该位移电流是由电容相对于时间的变化而产生（公式2中的第二项）。引起这种变化的原因是电路元件的机械移动。机械冲击或振动均可能引起这种运动，进而产生电气干扰。这种干扰的频率常常出人意料，其与元件的机械谐振频率相同。

对大反馈电阻或继电器使用传统架空布线技术时，必须考虑这种效应。对于此类连接，应确保通过机械方式将其牢固地连接到特氟龙支柱，这点很重要。

光电二极管接口

低输入偏置电流和低输入失调电压使ADA4530-1成为极低光照水平下的信号调理光电二极管的出色选择。图124显示ADA4530-1配置为跨阻放大器，与一个以光伏模式工作的光电二极管接口（光电二极管为零偏置）。光电二极管产生的输出电流与光照水平成正比。放大器将信号电流 I_{PD} 转换为输出电压，公式如下：

$$V_{OUT} = I_{PD} \times R_F$$

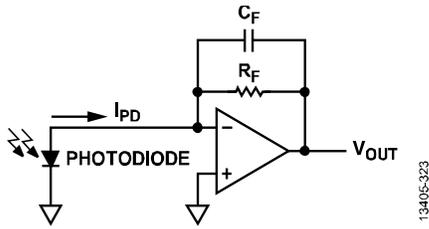


图124. 带光电二极管的跨阻放大器

图125用一个等效电阻模型替换光电二极管。 I_{PD} 为入射光产生的光电流，与光照水平成正比。分流电容（ C_{SHUNT} ）模拟二极管的耗尽层电容。此电容与光电二极管的面积和电压偏置有关。分流电阻（ R_{SHUNT} ）表示接近零偏置电压的指数式二极管曲线的电压对电流斜率。

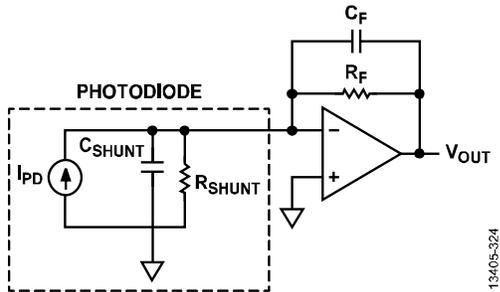


图125. 带光电二极管模型的跨阻放大器

直流误差分析

“高阻抗测量”部分描述的与TIA电路相关的所有误差也都适用于光电二极管接口。

反相输入偏置电流 I_{B-} 与光电二极管电流直接相加，得到折合到输入端（RTI）的误差 I_{B-} 。此电流流经反馈电阻，产生折合到输出端（RTO）的误差 V_{IB_TRO} ：

$$V_{IB_RTO} = I_{B-} \times R_F$$

在光电二极管接口电路中，放大器失调电压 V_{OS} 是一个主要误差源，因为大面积光电二极管的分流电阻相对较低。25°C时的典型值在1 GΩ到100 GΩ范围内。

更重要的是，温度每提高10°C，分流电阻值便降低一半。放大器失调电压作用于此分流电阻上，产生一个误差电流，导致如下的RTI误差（ I_{VOS_RTI} ）：

$$I_{VOS_RTI} = V_{OS}/R_{SHUNT}$$

也可以认为该分流电阻提高了直流噪声增益（NG），其与失调电压相乘后送到输出端。 V_{OS} 引起的RTO误差等于：

$$V_{OS_RTO} = V_{OS} \times \text{噪声增益}$$

$$V_{OS_RTO} = V_{OS} \times (1 + R_F/R_{SHUNT})$$

放大器输入电阻和绝缘电阻与光电二极管分流电阻并联。这些附加电阻降低了有效分流电阻，但它们远大于光电二极管分流电阻，通常可以忽略。

交流误差分析

光电二极管TIA电路一般需要外部补偿才能获得满意的动态性能。大反馈电阻（ R_F ）与大光电二极管电容（ C_{SHUNT} ）相互作用，在反馈网络中产生一个低频极点。光电二极管分流电容、放大器输入电容和走线电容集总为一个元件 C_{SHUNT} 。为使反馈环路稳定，在达到交越频率之前，必须还原此极点引起的相移。还原此相移的常见方法是增加反馈电容（ C_F ），以便在反馈系数中产生一个零点。

分析此电路的经典方法是考察噪声增益与频率的关系（参见图126）。在低频时，噪声增益由反馈电阻与分流电阻之比决定。

$$NG_1 = 1 + \frac{R_F}{R_{SHUNT}}$$

麻烦的低频极点（其在噪声增益中是零点）出现在频率 f_1 处。由此频率向上，噪声增益提高。如果电路中没有反馈电容，噪声增益将遵从虚线，直到它与放大器开环增益曲线相交。若这些曲线相交于图126所示的20 dB/十倍频程斜率处，电路将不稳定。

增加 C_F 便在反馈系数中增加了一个位于频率 f_2 的零点（其在噪声增益中是极点）。在频率 f_2 之外，噪声增益由分流电容与反馈电容之比决定。

$$NG_2 = 1 + \frac{C_{SHUNT}}{C_F}$$

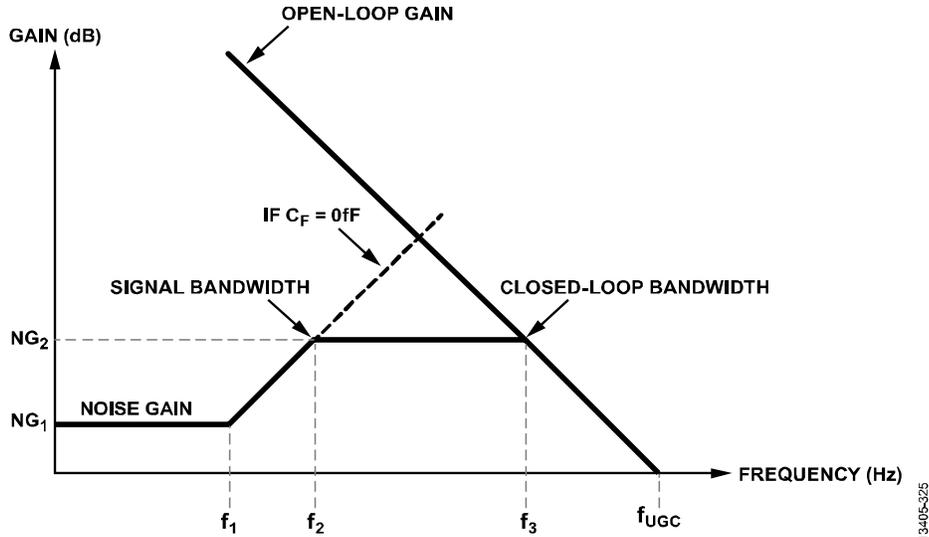


图126. 跨阻噪声增益与频率的关系

下面是完整的噪声增益公式：

$$NG(f) = \left(1 + \frac{R_F}{R_S} \right) \left(\frac{2\pi f}{f_1} + 1 \right) \left(\frac{f_2}{2\pi f} + 1 \right)$$

$$f_1 = \frac{1}{\frac{R_F R_{SHUNT}}{R_F + R_{SHUNT}} (C_F + C_{SHUNT})}$$

$$f_2 = \frac{1}{R_F C_F}$$

为简明起见，噪声增益公式中忽略了带宽限制。当噪声增益与放大器开环增益相交时，便开始滚降。此极点频率 (f_3) 由放大器的单位增益交越频率 (f_{UGC}) 和高频噪声增益 NG_2 决定，如下式所示：

$$f_3 = \frac{f_{UGC}}{\left(1 + \frac{C_{SHUNT}}{C_F} \right)} \quad (3)$$

增加 C_F 对信号频率响应有影响。在低频时，跨阻增益等于 R_F 。随着频率提高， C_F 阻抗降至 R_F 以下，此跨阻增益便开始降低。该信号增益方程如下所示：

$$\text{信号增益}(f) = R_F \left(\frac{1}{\frac{2\pi f}{f_2} + 1} \right)$$

噪声分析

光电二极管TIA电路有四个噪声源必须考虑：

- 反馈电阻 (R_F) 的热噪声
- 光电二极管的饱和电流噪声
- 放大器的电流噪声
- 放大器的电压噪声

这些源的噪声贡献通常折合到输出端以便分析。 R_F 的热噪声直接出现在输出端。此噪声由反馈电容滤波，因此其-3 dB带宽与信号带宽 (f_2) 相同。

光电二极管的光电流 I_{PD} 产生的散粒噪声等于

$$I_{NPD} = \sqrt{(2qI_{PD})}$$

认为二极管电流变为0时，噪声也会变为0是错误的。二极管输出的净电流为0只不过意味着，沿某一方向流动的饱和电流与沿相反方向流动的饱和电流处于热均衡状态。这些电流是不相关的，会以和方根形式相加。这一净电流噪声相当于一个值为 R_{SHUNT} 的实体电阻的热噪声。根据这一有用的事实，可以用一个简单的电阻 R_{SHUNT} 来精确模拟光电二极管。 R_{SHUNT} 的热噪声由反馈电阻与分流电阻之比来放大。还会将此噪声滤波到信号带宽。

放大器的电流噪声流经反馈电阻，在输出端成为噪声电压。它受到的带宽限制与之前的噪声贡献因素相同。

放大器的电压噪声经电路噪声增益放大后到达输出端。此噪声源因为两个原因而值得注意。第一，由于分流电容与反馈电容的比值很大，高频噪声增益可能很高。第二，电压噪声带宽远高于其他贡献因素。噪声带宽仅受放大器带宽限制。

各种噪声贡献因素与频率的关系参见图127。表12总结了各种噪声源及其RTO贡献。总RTO噪声为各噪声源贡献的和方根。

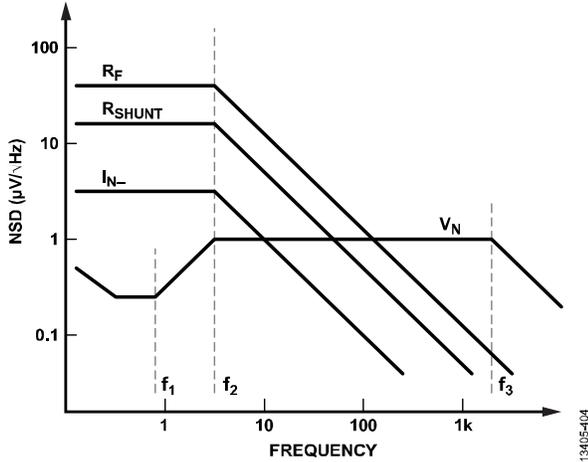


图127. 光电二极管TIA RTO噪声频谱密度

表12. 光电二极管接口噪声源

噪声源	RTO噪声	噪声带宽
RF	$\sqrt{4kTR_F}$	$\pi/2 \times f_2$
光电二极管	$(R_F/R_{SHUNT})\sqrt{4kTR_{SHUNT}}$	$\pi/2 \times f_2$
IN-放大器	$R_F \times I_{N-}$	$\pi/2 \times f_2$
VN放大器	$V_N \times \text{噪声增益}$	$\pi/2 \times f_3$

设计建议

大面积光电二极管TIA电路的设计目标通常是信噪比（SNR）最大化和直流误差最小化。增大反馈电阻可实现这两个目标。信号增益随着RF增大而增大，而噪声则以平方根方式增大。高增益还使得输出信号相对于输出电压误差（如Vos）更大。

RF上限通常由下列因素之一决定：

- 放大器输出摆幅。最大光电流乘以RF必须小于放大器摆幅限制。
- 信号带宽（或建立时间）。信号带宽取决于RF × CF。用大反馈电阻实现高信号带宽可能需要极其微小的反馈电容才能做到。最终限制是来自电路中边缘电场的寄生反馈电容。寄生电容可能在50 fF到100 fF范围内。举例来说，100 fF寄生电容将把100 GΩ TIA的信号带宽限制

在16 Hz。

- 光电二极管（RSHUNT）的热噪声。当RF显著大于RSHUNT时，总噪声以光电二极管为主，SNR停止提高。
- 放大器的电流噪声。当放大器的电流噪声大于RF的噪声时，SNR停止提高。几乎所有实际光电二极管的噪声都高于放大器电流噪声。
- RSHUNT引起的低频噪声增益。当RF大于RSHUNT时，噪声增益乘以Vos和TCVos误差，信号误差比便不再提高。

信号带宽随着反馈电容（CF）减小而提高。CF下限通常由下列因素之一决定：

- 寄生反馈电容将CF最小值限制在50 fF到100 fF。
- 可用元件值。对于0.1 pF到1 pF（以100 fF为增量）的容值，可以找到表贴封装的实际元件。
- 反馈环路稳定性。CF必须足够大才能在环路交越之前还原足够多的相移，从而实现稳定工作。此电容值对于较小的RF值可能是一个重要考虑方面。大值（>1 GΩ）电阻常常可通过寄生反馈电容实现自我补偿。
- 高频噪声增益。高频噪声增益由CSHUNT与CF之比决定。噪声增益非常大时，放大器电压噪声可以大于反馈电阻噪声。

设计示例

本部分提供一个利用光度测定级光电二极管（Hamamatsu S1226-18BQ）设计一个TIA电路的示例。此中等面积（1.2 mm²）硅基光电二极管的频率响应范围是紫外光（UV）到可见光。最小分流电阻（RSHUNT）指定为5 GΩ（25°C时）。分流电容（CSHUNT）指定为35 pF。石英窗将最大工作温度限制在60°C。

基于额定最小分流电阻和“设计建议”部分中的建议，RF选择10 GΩ的值。该示例电路采用±5 V电源供电，输入共模电压设置为0 V，支持的最大光电流约为500 pA。

误差预算根据“直流误差分析”部分中的说明来确定（参见表13）。放大器失调电压将最大温漂限值应用于最大室温失调限值。光电二极管分流电阻限值每10°C减半。

表 13. 光电二极管接口直流误差预算

误差源	25°C	45°C	60°C
V _{OS}	40 μV	40 μV + 10 μV	40 μV + 18 μV
R _{SHUNT}	5 GΩ	1.25 GΩ	442 MΩ
噪声增益	3	9	23
V _{OS} 误差RTO	120 μV	450 μV	1.3 mV
I _B	20 fA	20 fA	20 fA
I _B 误差RTO	200 μV	200 μV	200 μV
总误差RTO	320 μV	650 μV	1.5 mV
总误差RTI	32 fA	65 fA	150 fA

整个温度范围内的总RTI误差小于150 fA，相当于500 pA满量程范围的300 ppm。对于全温度范围内的总误差而言，ADA4530-1的低输入偏置电流不是一个重要贡献因素。失调电压与光电二极管分流电阻的相互作用是最重要的误差源。

如上所述，该电路利用10 GΩ反馈电阻 (Ohmite RX-1M1008JE) 构建。在25°C至60°C温度范围内测量直流误差性能 (参见图128)。误差随着温度升高而迅速增加，因为分流电阻以指数方式改变噪声增益。总RTI误差在+2 fA到-10 fA范围内，比最差情况误差预算低很多，符合预期。

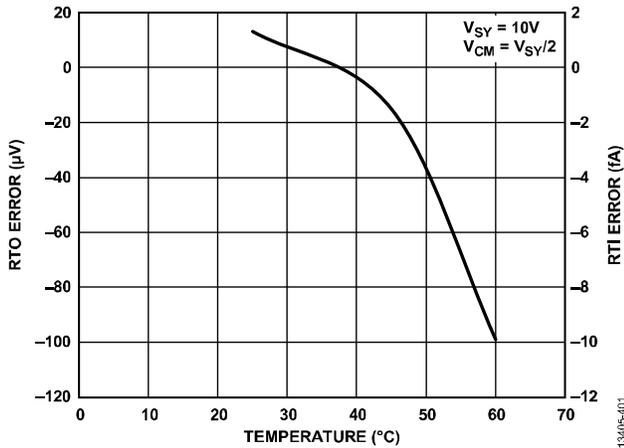


图128. 直流误差与温度的关系

同时测量了电路的交流性能。最初构建该电路时，没有使用实体反馈电容作为基线。跨阻增益与频率的关系如图129所示。频率响应（红色曲线）中显示的30%频率峰化表明，寄生电容对反馈环路进行了少量补偿。

随后增加了一个实体电容来改善环路补偿。此电容为0805尺寸表贴封装300 fF C0G陶瓷电容 (AVX UQCFVA0R3BA T2A1500)。C0G陶瓷电容具有足够高的绝缘电阻和足够好的介电吸收性能，是静电计电路的合适选择。

这些低值电容针对射频应用而设计，很容易购得。300 fF电容完全消除了频率峰化（蓝色曲线），但-3 dB带宽从390 Hz降至50 Hz。

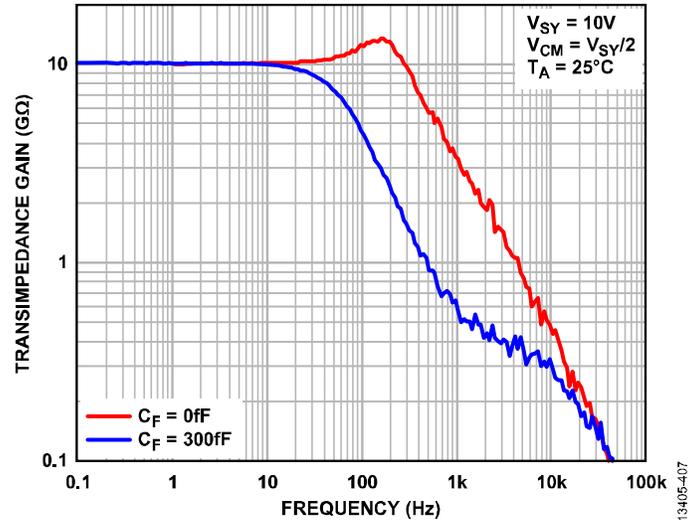


图129. 跨阻增益与频率的关系

在时域中还可以看到稳定性方面的改善。电路对10 pA光电流的阶跃响应如图130所示。无补偿电路（红色曲线）显示出相当可观（20%）的过冲。有补偿电路（蓝色曲线）则显示出过阻尼。

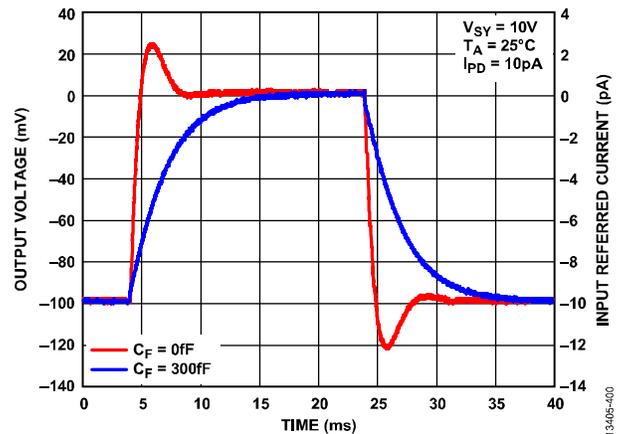


图130. 10 pA阶跃响应

噪声预算根据“噪声分析”部分中的说明来确定。RTO噪声预算分为对低带宽积分的噪声源（参见表14）和对高带宽积分的噪声源（参见表15）。

低频噪声贡献因素包括反馈电阻、分流电阻和放大器电流噪声。这些噪声源的-3 dB带宽都等于信号带宽（50 Hz）；相当于79 Hz的噪声带宽。最重要的噪声源是光电二极管分流电阻，其贡献的噪声幅度最大。其次是反馈电阻。放大器电流噪声非常低，可忽略。

表 14. 低频噪声预算

误差源	25°C	45°C	60°C
V_{NRF}	12.8 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	13.2 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	13.5 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{SHUNT}	5 G Ω	1.25 G Ω	442 M Ω
$V_{NRSHUNT}$	9 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	4.7 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	2.8 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_f/R_{SHUNT}	2	8	22
$V_{NRSHUNT_RTO}$	18 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	37 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	61 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_{N-}	0.07 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.15 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.24 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
I_{N_RTO}	700 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.5 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	2.4 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
低频NSD合计	22 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	39 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	62 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
低频RMS合计	194 $\mu\text{V rms}$	345 $\mu\text{V rms}$	549 $\mu\text{V rms}$

高频噪声贡献因素只有放大器电压噪声, 其由高频噪声增益放大, 带宽仅受放大器增益限制。放大器的-3 dB带宽为17 kHz (参考公式3, 其中 $f_3 = f_{UGC} \div NG_2 = 2 \text{ MHz} \div 118$)。等效噪声带宽为27 kHz。高带宽是高频噪声值得重视的原因, 尽管其噪声频谱密度远低于低频噪声。

表 15. 高频噪声预算

误差源	25°C	45°C	60°C
V_N	14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	14.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	14.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
高频噪声增益	118	118	118
V_{N_RTO}	1.6 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	1.7 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	1.7 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
高频RMS合计	271 $\mu\text{V rms}$	281 $\mu\text{V rms}$	286 $\mu\text{V rms}$

在低温时, 放大器电压噪声比其他噪声源更为显著。这是很重要的, 因为这种噪声的大部分出现在电路有用带宽之外。因此, 建议在光电二极管TIA电路输出端增加一个低通滤波器。该滤波器可根据系统需要而设计为有源式或无源式。一个-3 dB截止频率为500 Hz的简单电阻电容 (RC) 滤波器对信号路径频率响应的影响微不足道, 但它可将积分噪声从271 $\mu\text{V rms}$ 降至45 $\mu\text{V rms}$ (降低6倍)。

在使用 (蓝色曲线) 和不使用 (红色曲线) 300 fF C_f 电容的情况下, 测量了该电路的NSD (参见图131)。在低频时, NSD与反馈电阻噪声 (12.8 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$) 大致相当。低频NSD值显示, 分流电阻远大于额定最小值 (这是期望值)。随着频率提高, 电阻噪声在信号带宽 (50 Hz) 处滚降。NSD随后在放大器噪声水平上趋稳, 直至放大器带宽限制使NSD滚降到零。

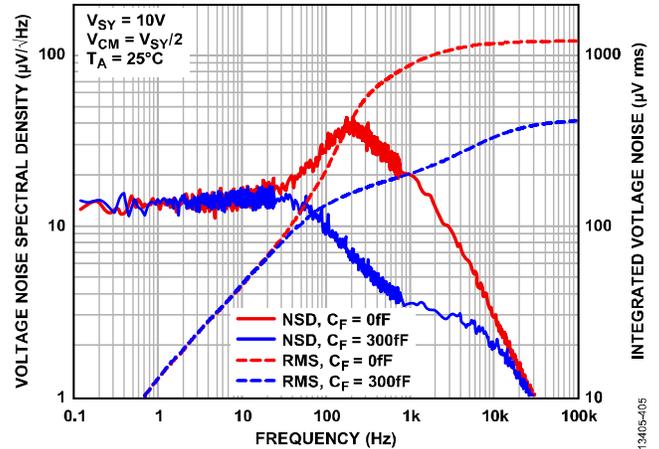


图131. RTO噪声频谱密度 (25°C)

虚线显示NSD在频谱上的积分。这对计算不同带宽的均方根噪声是有用的。例如, 全部100 kHz测量带宽上的均方根噪声为400 $\mu\text{V rms}$, 这与计算得到的333 $\mu\text{V rms}$ 总噪声大致相同。若增加一个噪声带宽为1 kHz的后置滤波器, 图131显示积分噪声便为200 $\mu\text{V rms}$ (改善2倍)。

无补偿电路 (红色曲线) 显示出噪声性能有相当大的恶化。临界环路稳定性引起的频率峰化会同时与噪声和信号相乘。此外, 高频噪声增益更大, 会在信号带宽之外增加更多噪声。这两种效应共同产生1.2 mV rms的总噪声。即使可以接受无补偿TIA的瞬态和频率响应, 也未必能够接受如此大的噪声。

最后, 测量了60°C时该电路的NSD (参见图132)。同预期一致, 光电二极管分流电阻引起低频噪声增加。平均低频NSD为22 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。消除 R_f 的贡献得到17 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的RTO贡献, 这相当于1.7 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 的RTI电流噪声。要产生此噪声, R_{SHUNT} 在60°C时必须约为6.5 G Ω 。

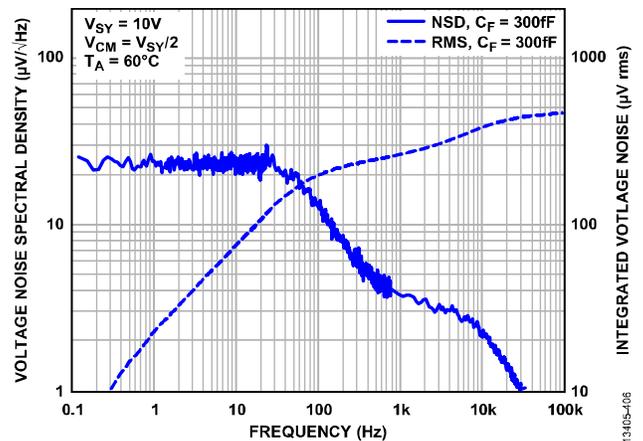


图132. RTO噪声频谱密度 (60°C)

电源建议

ADI公司提供广泛的电源管理产品，可满足大多数高性能信号链的需求。

单电源和双电源解决方案示例如图133所示。ADP2370、ADP5075（与ADP7118或ADM7170级联）和ADP7182产生干净的正负供电轨。这些供电轨可为典型信号链中的ADA4530-1、静电计放大器或精密转换器供电。

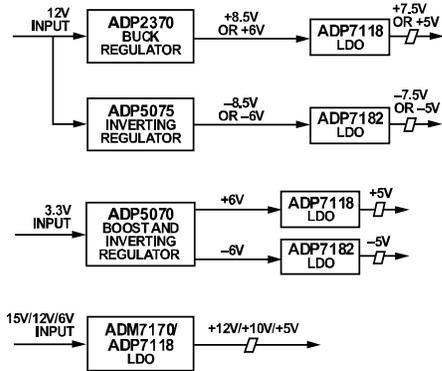


图133. 推荐电源解决方案

表16. 推荐电源管理器件

产品	描述
ADP5075	800 mA、DC至DC反相稳压器
ADP2370	高压、1.2 MHz/600 kHz、800 mA、低静态电流降压稳压器
ADP5070	具有独立正输出1 A和负输出的0.6 A的DC-DC开关稳压器
ADM7170	6.5 V、500 mA、超低噪声、高PSRR、CMOS LDO
ADP7118	20 V、200 mA、低噪声、高PSRR、CMOS LDO
ADP7182	-28 V、-200 mA、低噪声、线性稳压器

电源考虑

ADA4530-1的PSRR性能在直流情况下非常出色（约150 dB）；然而，随着频率的升高，其性能会下降。为了实现ADA4530-1的最佳性能，需要使用低噪声电源。如果输入供电使用开关电源，则必须使用低压差稳压器（LDO）将开关杂散衰减至不影响ADA4530-1输出的水平。开关电源噪声通常在300 kHz以上的频率范围内扩散。使用LDO可以有效地衰减开关杂散。可能需要在LDO附近进行更多滤波，尤其是使用开关稳压器产生中间供电轨的时候。就算工作在100 kHz范围内，开关稳压器还是会产生高频噪声（>100 MHz），因为开关节点具有高dv/dt。这种情况下可以使用铁氧体磁珠，具体参见应用笔记AN-1120和应用笔记AN-1368。

对于单电源应用而言，ADA4530-1通常需要5 V、10 V或12 V电源，不过也能使用4.5 V至16 V电源。ADM7170或ADP7118等LDO是产生低噪声供电轨的理想选择。

对于双电源应用而言，ADA4530-1通常需要±5 V电源，不过在某些应用中也能使用±2.5 V至±8 V电源。ADP7118或ADM7170等LDO是正电源的最优选择，而ADP7182是负电源的最优选择。此外，如果负电源不可用，则ADP5075或ADP5070可以从正电源产生负电源，如图133所示。

图134显示了利用9 V电池主电源，通过ADP7118提供+5 V电压并施加在ADA4530-1的+V_{SY}上，以及通过ADP7182提供-5 V电压并施加在-V_{SY}上的组合PSRR。图135显示了LDO和放大器的组合PSRR依然可以将噪声电平衰减至噪声底的最大允许纹波。

例如，如果ADP7118和ADA4530-1的主电源在300 kHz时的开关噪声为20 mV p-p，则图135显示了它位于90 mV p-p的最大值以下。因此，系统的组合PSRR依然可以衰减噪声电平，并使其低至噪声底；其结果是，输入端的300 kHz噪声不会出现在放大器的输出端。

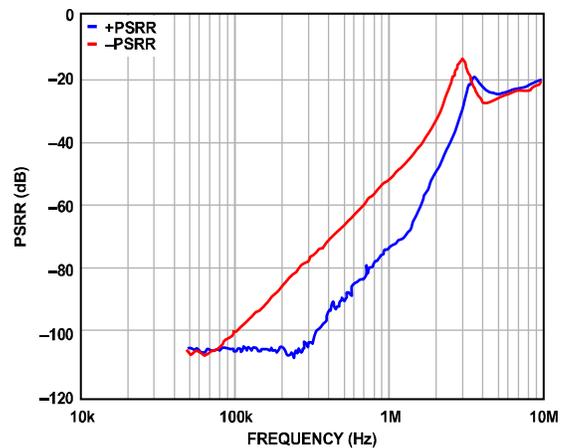


图134. ADP7118和ADP7182为ADA4530-1供电的正负PSRR，±V_{SY} = ±5 V，+IN = 0 V

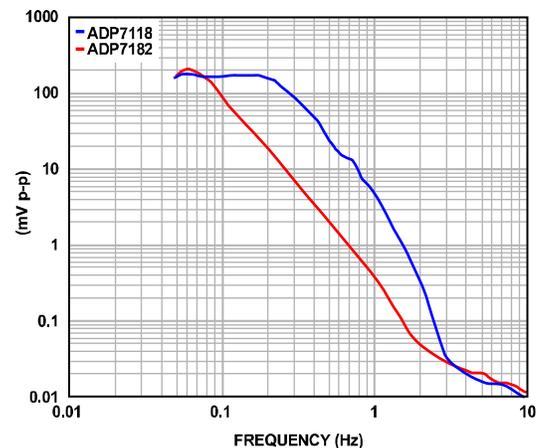


图135. 令杂散降低至噪声水平（-120 dB）的LDO输入端最大允许纹波

长期漂移

精密信号路径在其寿命周期内或两次校准程序间隔期内的稳定性，取决于路径中的模拟器件（如运算放大器、基准电压源、数据转换器等）的长期稳定性。为了帮助设计人员预测采用ADA4530-1的电路的长期漂移，ADI公司利用高精度测量系统（包括超稳定油浴）测量了多个器件为期10,000小时（超过13个月）的失调电压。为了模仿实际系统性能，利用标准回流焊曲线（如JEDEC J-STD-020D标准所定义）将被测器件（DUT）焊接到FR4 PCB上，而不是在插槽中进行测试。这种测试方式很重要，因为PCB的膨胀和收缩可能会给集成电路（IC）封装造成压力，影响失调电压偏移。

ADA4530-1的长期漂移极低，如图136所示。红色、蓝色和绿色曲线表示样片单元。可以看到，ADA4530-1 10,000小时的平均漂移小于0.5 μV ，或小于室温时最大额定失调电压（40 μV ）的2%。

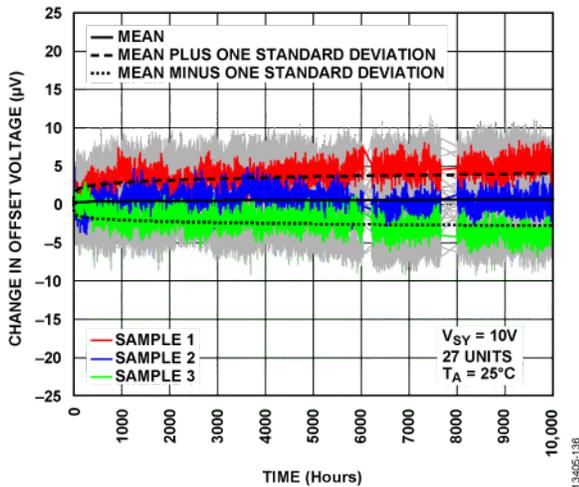


图136. ADA4530-1实测10,000小时的失调电压长期漂移

温度迟滞

除了“长期漂移”部分所述的时间稳定性之外，知道温度迟滞，即稳定性与温度周期变化的关系也很有用。迟滞是一个重要参数，因为它能告诉系统设计人员，在环境温度改变并随后回到室温时，信号在多大程度上回到其起始幅度。图137显示了温度三次从室温变为125°C，再变为-40°C，最后回到室温时的输入失调电压变化。虚线表示初始预调理周期，用以消除器件暴露在生产回流焊温度下引起的最初温度相关失调偏移。在三个全周期中，失调迟滞典型值仅有1.5 μV 。图138中的直方图显示：当器件仅经历半周期（即从室温变到125°C，再回到室温）时，迟滞较大。

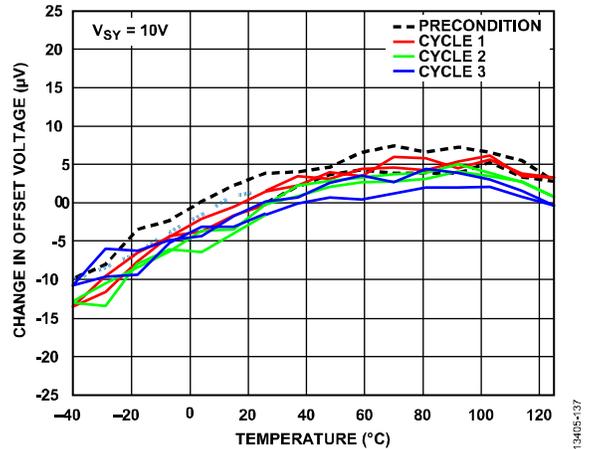


图137. 三个全温度周期内失调电压的变化

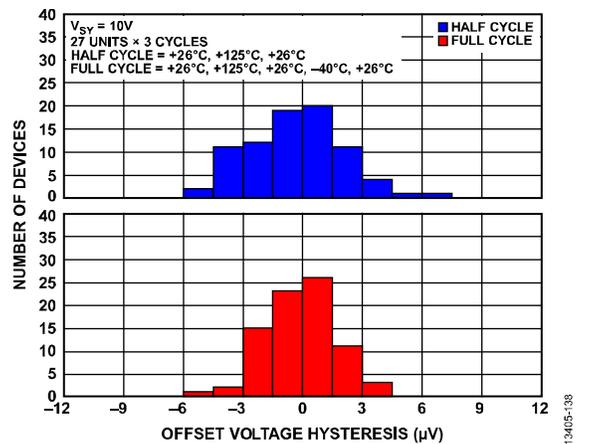
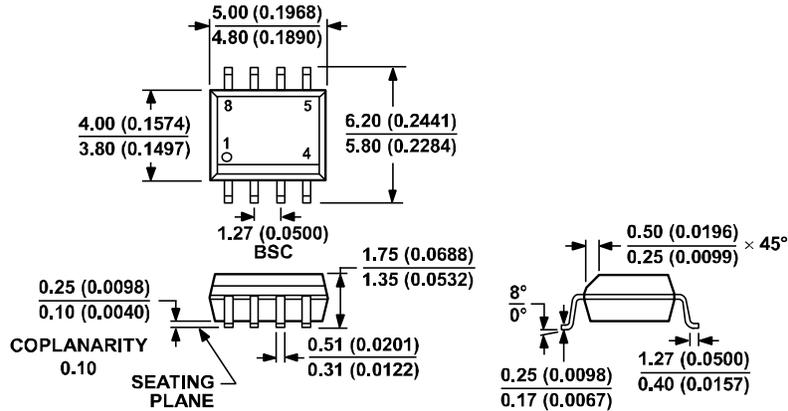


图138. 三个全周期内和三个半周期内失调电压的温度迟滞直方图

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139. 8引脚小型封装 [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
ADA4530-1ARZ	-40°C至+125°C	8引脚小型封装 [SOIC_N]	R-8
ADA4530-1ARZ-R7	-40°C至+125°C	8引脚小型封装 [SOIC_N]	R-8
ADA4530-1ARZ-RL	-40°C至+125°C	8引脚小型封装 [SOIC_N]	R-8
ADA4530-1R-EBZ-BUF		8引脚SOIC封装的评估板缓冲器配置	
ADA4530-1R-EBZ-TIA		8引脚SOIC封装的评估板跨阻配置	
EVAL-CN0407-SDPZ		超高灵敏度飞安测量平台	

¹ Z = 符合RoHS标准的兼容器件。