

特性

低失调电压: 60 μV (最大值)

极低失调电压漂移: 0.7 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ (最大值)

低输入偏置电流: 2 nA(最大值)

低噪声: 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (典型值)

共模抑制比(CMRR)、电源抑制比(PSRR)和 $A_{\text{VO}} > 120 \text{ dB}$ (最小值)

低电源电流: 每个放大器400 μA

双电源供电: $\pm 2.5 \text{ V}$ 至 $\pm 15 \text{ V}$

单位增益稳定

无反相

内部保护电路支持输入高于电源电压

应用

无线基站控制电路

光网络控制电路

仪器仪表

传感器和控制电路

热电偶

电阻式温度检测器(RTD)

应变电桥

电流测量

精密滤波器

概述

OPx177系列由极高精度的单路、双路和四路放大器组成, 具有极低失调电压及其漂移、低输入偏置电流、低噪声及低功耗等特性。使用1000 pF以上容性负载时无需外部补偿而保持输出稳定。电源电压为30 V时, 每放大器的电源电流小于500 μA 。内置500 Ω 串联电阻保护输入, 使得输入信号电平可高出任一电源电压数伏而不会导致反相。

与以前的极低失调电压、高压放大器不同, OP1177(单路)和OP2177(双路)放大器提供小型8引脚表面贴装MSOP和8引脚窄体SOIC两种封装。OP4177(四路)放大器提供TSSOP和14引脚窄体SOIC两种封装。此外, 采用MSOP和TSSOP封装的额定性能与采用SOIC封装的性能相同。MSOP和

引脚配置

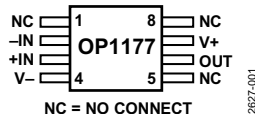


图1. 8引脚MSOP (RM后缀)

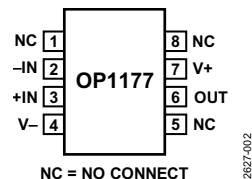


图2. 8引脚SOIC_N (R后缀)

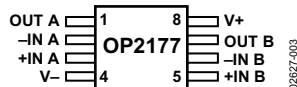


图3. 8引脚MSOP (RM后缀)

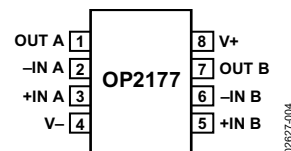


图4. 8引脚SOIC_N (R后缀)

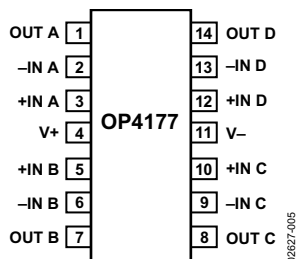


图5. 14引脚SOIC_N (R后缀)

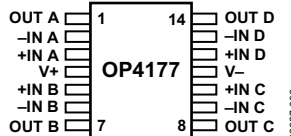


图6. 14引脚TSSOP (RU后缀)

TSSOP封装产品仅提供卷带和卷盘形式。

在所有采用表面贴装封装的高精度放大器中, OPx177系列具有最宽的额定温度范围。所有型号产品的额定工作温度范围均为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$, 适合要求最严苛的工作环境。

这些放大器的应用包括精密二极管功率测量、电压和电流电平设置以及光和无线传输系统中的电平检测。其它应用包括线路供电和便携式仪器仪表及控制电路: 热电偶、RTD、应变电桥和其它传感器信号调理, 以及精密滤波器。

修订版F

ADI公司确信其所提供的信息是准确而可靠的。但是, ADI公司对这些信息的使用, 以及由此导致的对第三方专利权或其它权利的侵犯概不负责。规格如有变更, 恕不另行通知。不含有对ADI公司专利或者专利权的暗示性或其他形式的许可。商标和注册商标属各自所有人所有。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
电话: 781.329.4700 www.analog.com
传真: 781.461.3113 ©2001-2009 Analog Devices, Inc 保留所有权利。

目录

特性	1	过载恢复时间	15
应用	1	总谐波失真和噪声	16
引脚配置	1	容性负载驱动	16
概述	1	杂散输入电容补偿	17
修订历史	2	降低电磁干扰	17
技术规格	3	适当设计电路板布局	18
电气特性	4	差分放大器	18
绝对最大额定值	5	高精度热电偶放大器	19
热阻	5	低功耗线性化RTD	19
ESD警告	5	单路运算放大器电桥	20
典型工作特性	6	有源滤波器的实现	21
功能描述	14	带通KRC或Sallen–Key滤波器	21
含噪声总源电阻	14	通道间隔	21
增益线性度	14	关于噪声动力学特性和闪烁噪声的参考资料	21
输入过压保护	15	外形尺寸	22
输出反相	15	订购指南	24
建立时间	15		

修订历史

2009年5月—修订版E至修订版F		更新“外形尺寸”部分	22
修改图64	19	修改“订购指南”部分	24
修改“订购指南”部分	24		
2007年10月—修订版D至修订版E		2004年4月—修订版B至修订版C	
修改“概述”部分	1	修改“订购指南”部分	4
修改表4	5	修改TPC 6	5
更新“外形尺寸”部分	22	修改TPC 26	7
		更新“外形尺寸”部分	17
2006年7月—修订版C至修订版D		2002年4月—修订版A至修订版B	
修改表4	5	增加OP4177	全文
修改图51	14	编辑“技术规格”部分	2
修改图52	15	编辑“电气特性”标题	4
修改图54	16	编辑“订购指南”部分	4
修改图58至图61	17	2001年11月—修订版0至修订版A	
修改图62和图63	18	编辑“特性”部分	1
修改图64	19	编辑TPC 6	5
修改图65和图66	20	2001年7月—修订版0：初始版	
修改图67和图68	21		
删除“SPICE模型”部分	21		

技术规格

电气特性

$V_S = \pm 5.0\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$; 除非另有说明。

表 1.

参数	符号	条件	最小值	典型值 ¹	最大值	单位
输入特性						
失调电压						
OP1177	V_{OS}			15	60	μV
OP2177/OP4177	V_{OS}			15	75	μV
OP1177/OP2177	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		25	100	μV
OP4177	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		25	120	μV
输入偏置电流	I_B	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	-2	+0.5	+2	nA
输入失调电流	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	-1	+0.2	+1	nA
输入电压范围			-3.5		+3.5	V
共模抑制比	CMRR	$V_{CM} = -3.5\text{ V to } +3.5\text{ V}$	120	126		dB
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	118	125		dB
大信号电压增益	A_{VO}	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = -3.5\text{ V to } +3.5\text{ V}$	1000	2000		V/mV
失调电压漂移						
OP1177/OP2177	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.2	0.7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
OP4177	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.3	0.9	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输出特性						
高电平输出电压	V_{OH}	$I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	+4	+4.1		V
低电平输出电压	V_{OL}	$I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		-4.1	-4	V
输出电流	I_{OUT}	$V_{DROPOUT} < 1.2\text{ V}$		± 10		mA
电源						
电源抑制比						
OP1177	PSRR	$V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$	120	130		dB
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	115	125		dB
OP2177/OP4177	PSRR	$V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$	118	121		dB
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	114	120		dB
每放大器电源电流	I_{SY}	$V_O = 0\text{ V}$		400	500	μA
		$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		500	600	μA
动态性能						
压摆率	SR	$R_L = 2\text{ k}\Omega$		0.7		V/ μs
增益带宽积	GBP			1.3		MHz
噪声性能						
电压噪声	e_n p-p	0.1 Hz to 10 Hz		0.4		$\mu\text{V p-p}$
电压噪声密度	e_n	$f = 1\text{ kHz}$		7.9	8.5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
电流噪声密度	i_n	$f = 1\text{ kHz}$		0.2		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
多路放大器通道间隔	C_S	DC		0.01		$\mu\text{V/V}$
		$f = 100\text{ kHz}$		-120		dB

¹典型值涵盖了平均值的一个标准差范围内的所有器件。许多竞争对手的数据手册将平均值当作典型值，导致不切实际地低估了同时具有正值和负值的参数。

OP1177/OP2177/OP4177

电气特性

$V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$; 除非另有说明。

表 2.

参数	符号	条件	最小值	典型值 ¹	最大值	单位
输入特性						
失调电压						
OP1177	V_{OS}			15	60	μV
OP2177/OP4177	V_{OS}			15	75	μV
OP1177/OP2177	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		25	100	μV
OP4177	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		25	120	μV
输入偏置电流	I_B	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	-2	+0.5	+2	nA
输入失调电流	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	-1	+0.2	+1	nA
输入电压范围			-13.5		+13.5	V
共模抑制比	CMRR	$V_{CM} = -13.5\text{ V to } +13.5\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	120	125		dB
大信号电压增益	A_{VO}	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = -13.5\text{ V to } +13.5\text{ V}$	1000	3000		V/mV
失调电压漂移						
OP1177/OP2177	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.2	0.7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
OP4177	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		0.3	0.9	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输出特性						
高电平输出电压	V_{OH}	$I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	+14	+14.1		V
低电平输出电压	V_{OL}	$I_L = 1\text{ mA}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		-14.1	-14	V
输出电流	I_{OUT}	$V_{DROPOUT} < 1.2\text{ V}$		± 10		mA
短路电流	I_{SC}			± 25		mA
电源						
电源抑制比						
OP1177	PSRR	$V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	120	130		dB
			115	125		dB
OP2177/OP4177	PSRR	$V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$	118	121		dB
			114	120		dB
每放大器电源电流	I_{SY}	$V_O = 0\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		400	500	μA
				500	600	μA
动态性能						
压摆率	SR	$R_L = 2\text{ k}\Omega$		0.7		V/ μs
增益带宽积	GBP			1.3		MHz
噪声性能						
电压噪声	$e_n\text{ p-p}$	0.1 Hz to 10 Hz		0.4		$\mu\text{V p-p}$
电压噪声密度	e_n	$f = 1\text{ kHz}$		7.9	8.5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
电流噪声密度	i_n	$f = 1\text{ kHz}$		0.2		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
多路放大器通道间隔	C_S	DC $f = 100\text{ kHz}$		0.01		$\mu\text{V/V}$
				-120		dB

¹典型值涵盖了平均值的一个标准差范围内的所有器件。许多竞争对手的数据手册将平均值当作典型值，导致不切实际地低估了同时具有正值和负值的参数。

绝对最大额定值

表 3.

参数	额定值
电源电压	36 V
输入电压	V_{S-} 至 V_{S+}
差分输入电压	$\pm$ 电源电压
存储温度范围	
R、RM和RU封装	-65°C至+150°C
工作温度范围	
OP1177/OP2177/OP4177	-40°C至+125°C
结温范围	
R、RM和RU封装	-65°C至+150°C
引脚温度, 焊接(10秒)	300°C

应力超出所列绝对最大额定值可能导致器件永久性损坏。这只是额定应力值, 不涉及器件在这些或任何其它条件下超出本技术规格指标的功能性操作。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} 为最差条件下的额定值, 即器件焊接在采用表面贴装封装的电路板上。

表 4. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
8引脚MSOP (RM-8) ¹	190	44	°C/W
8引脚SOIC_N (R-8)	158	43	°C/W
14引脚SOIC_N (R-14)	120	36	°C/W
14引脚TSSOP (RU-14)	240	43	°C/W

¹ MSOP封装产品仅提供卷带和卷盘形式。

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用保护电路, 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。

典型工作特性

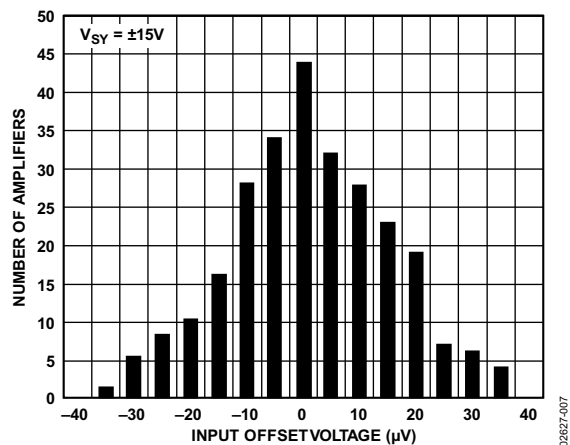


图7. 输入失调电压分布图

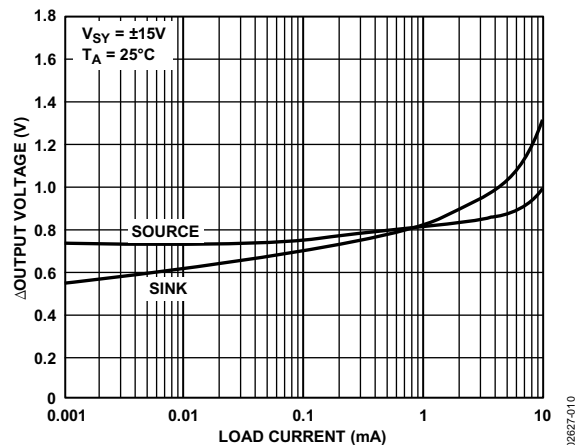


图10. 输出电压到供电轨与负载电流的关系

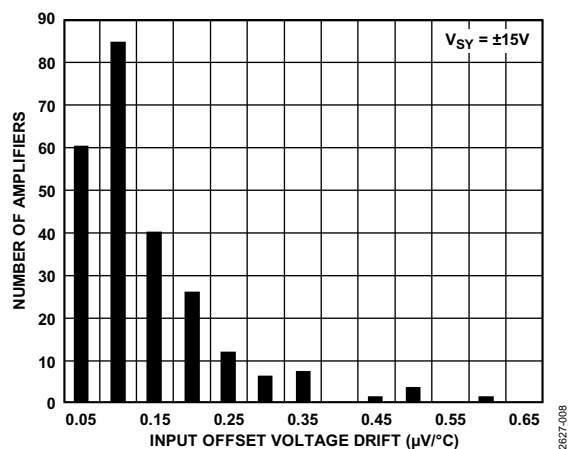


图8. 输入失调电压漂移分布图

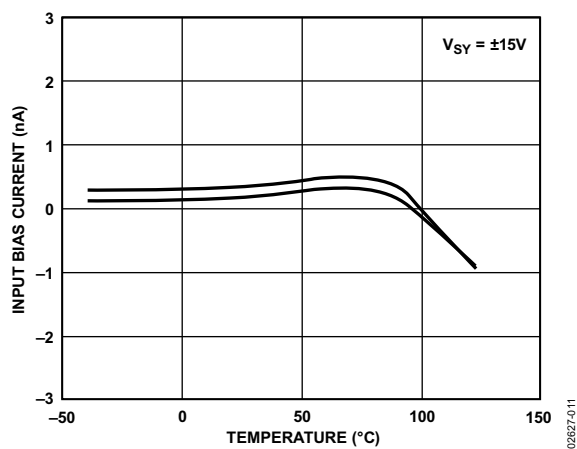


图11. 输入偏置电流与温度的关系

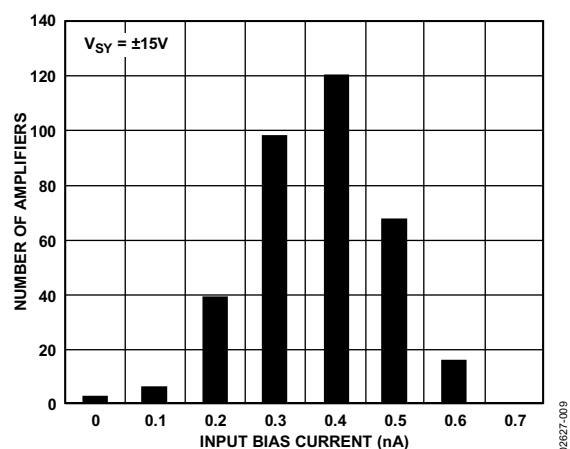


图9. 输入偏置电流分布图

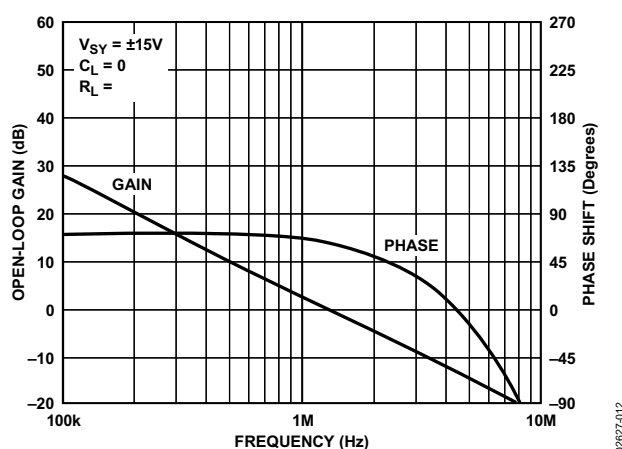


图12. 开环增益和相移与频率的关系

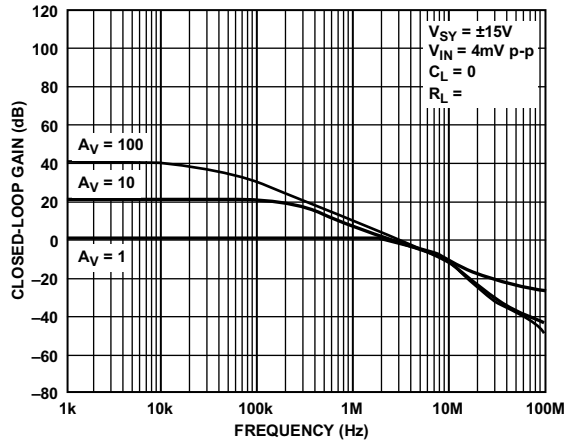


图13. 闭环增益与频率的关系

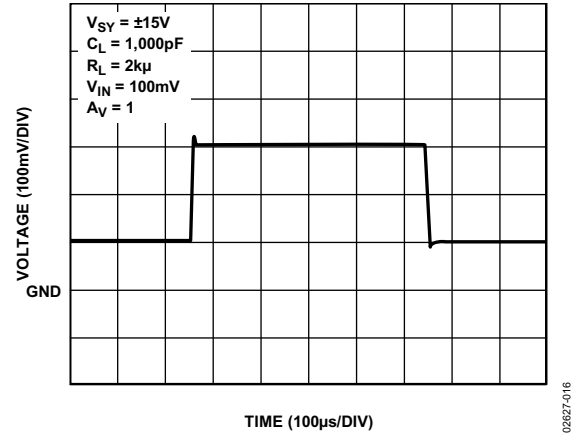


图16. 小信号瞬态响应

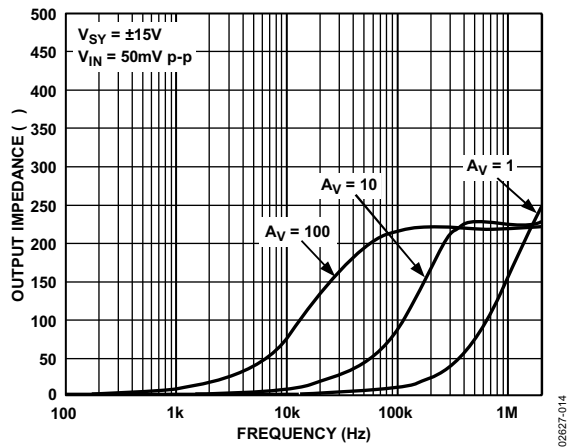


图14. 输出阻抗与频率的关系

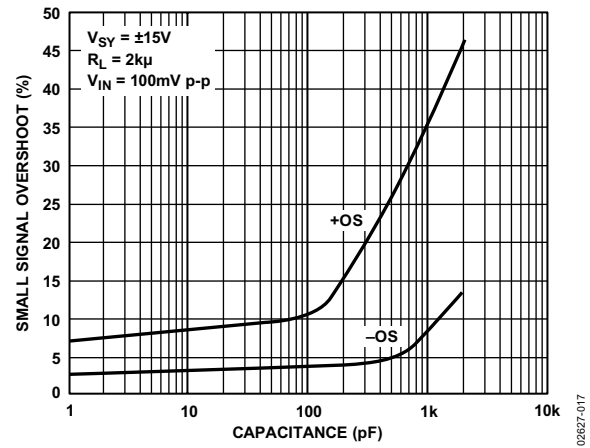


图17. 小信号过冲与负载电容的关系

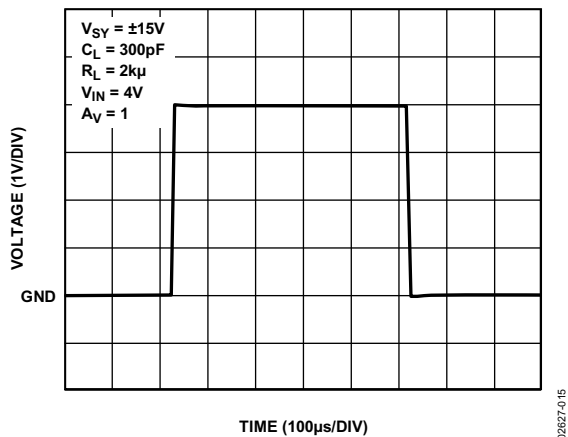


图15. 大信号瞬态响应

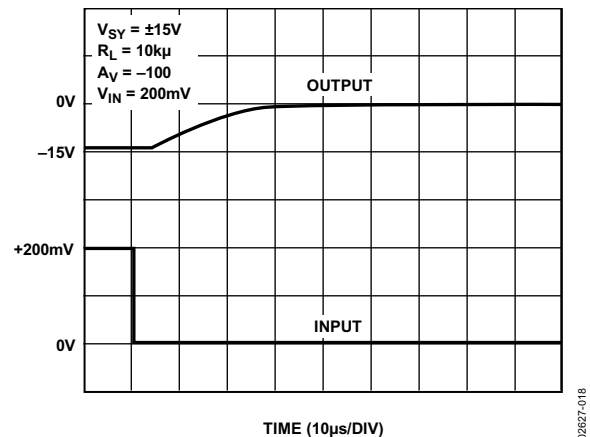


图18. 正过压恢复时间

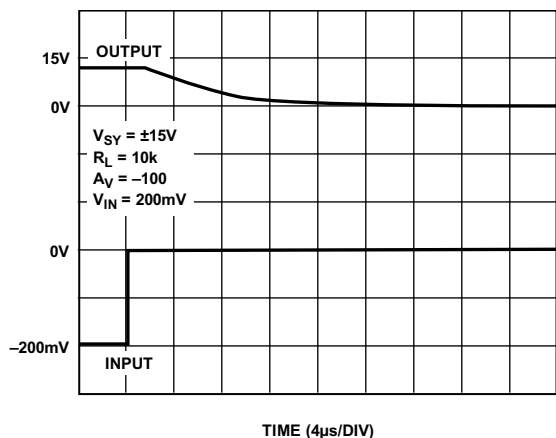


图19. 负过压恢复时间

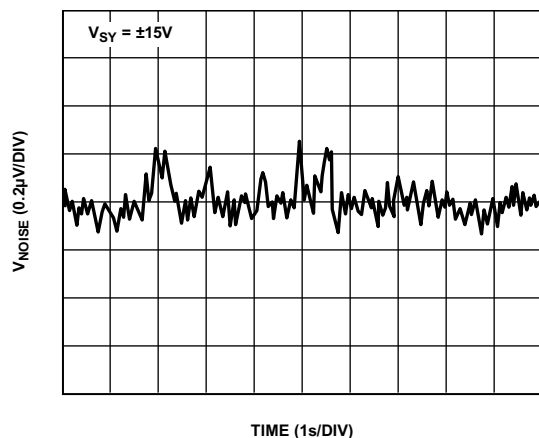


图22. 0.1 Hz至10 Hz输入电压噪声

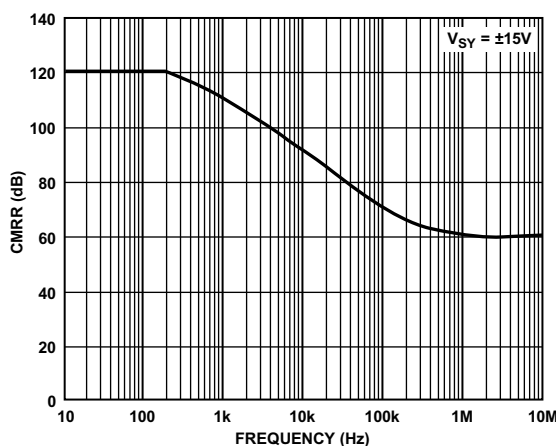


图20. CMRR与频率的关系

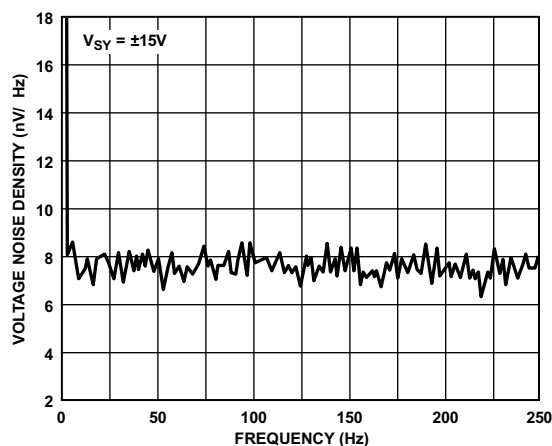


图23. 电压噪声密度与频率的关系

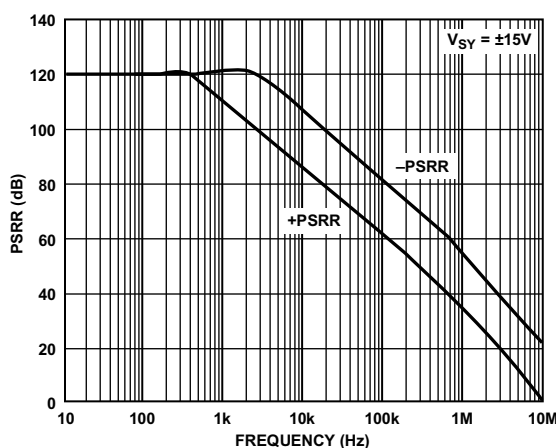


图21. PSRR与频率的关系

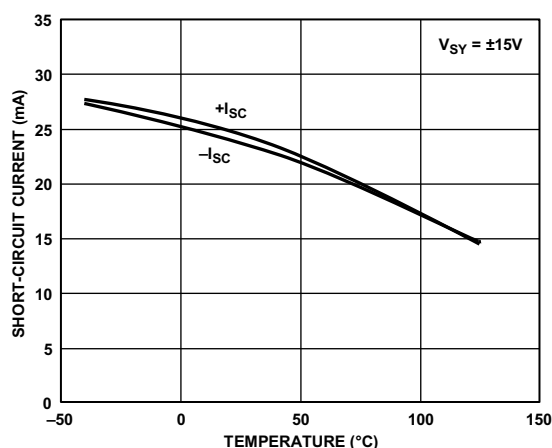


图24. 短路电流与温度的关系

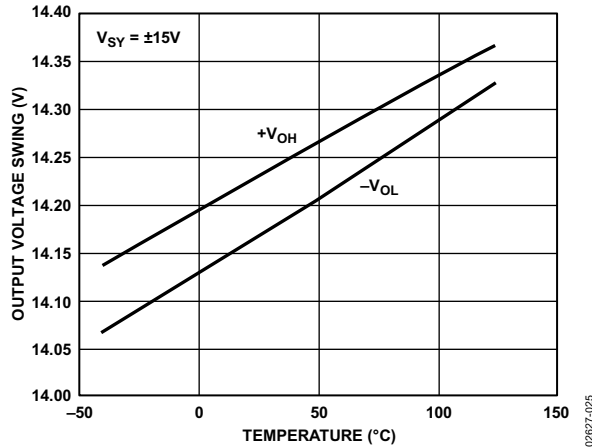


图25. 输出电压摆幅与温度的关系

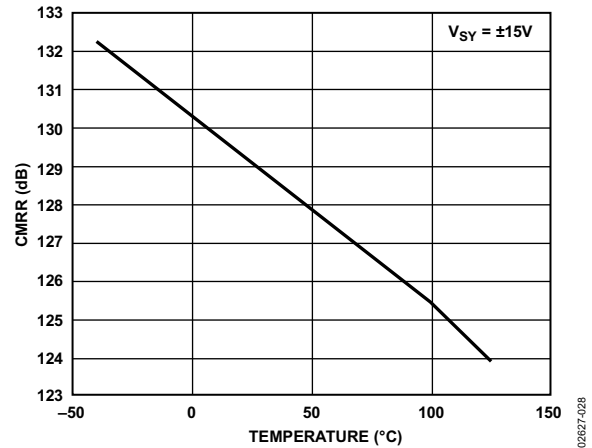


图28. CMRR与温度的关系

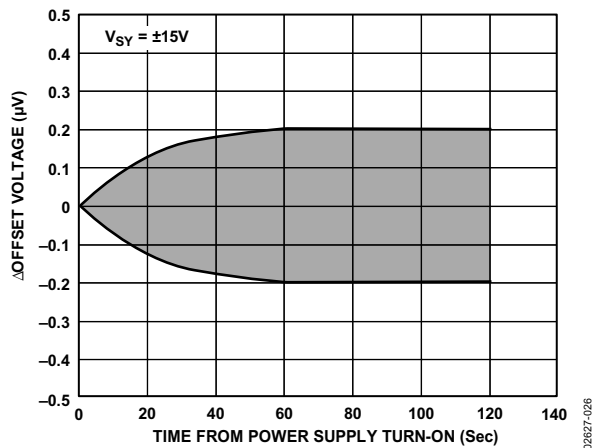


图26. 预备过程中的漂移

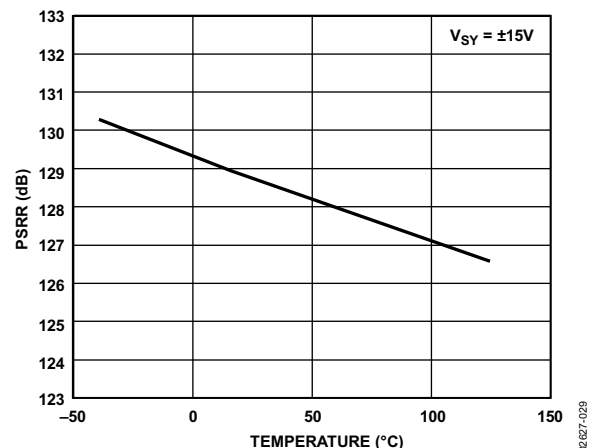


图29. PSRR与温度的关系

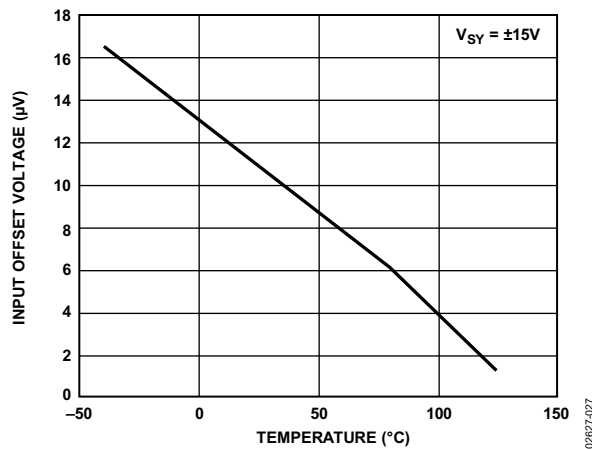


图27. 输入失调电压与温度的关系

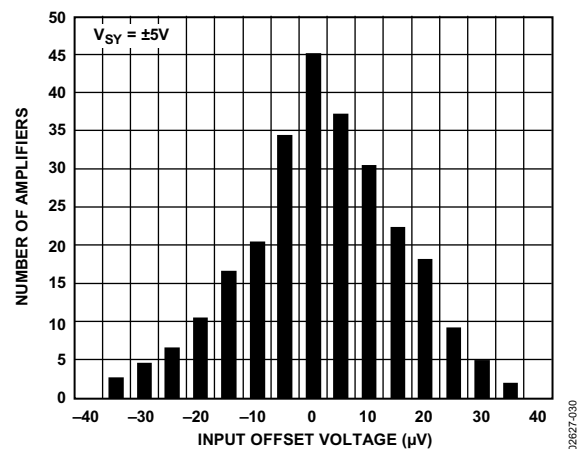


图30. 输入失调电压分布图

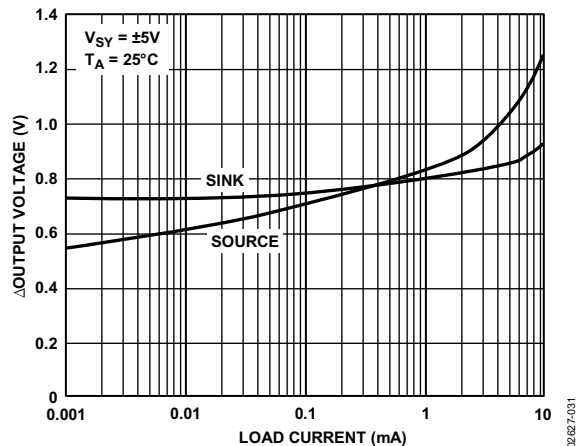


图31. 输出电压到供电轨与负载电流的关系

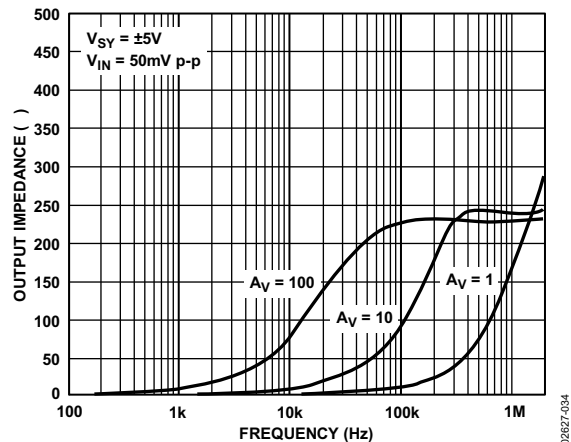


图34. 输出阻抗与频率的关系

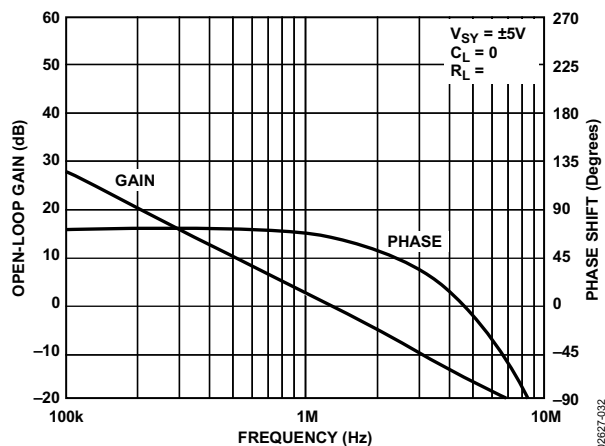


图32. 开环增益和相移与频率的关系

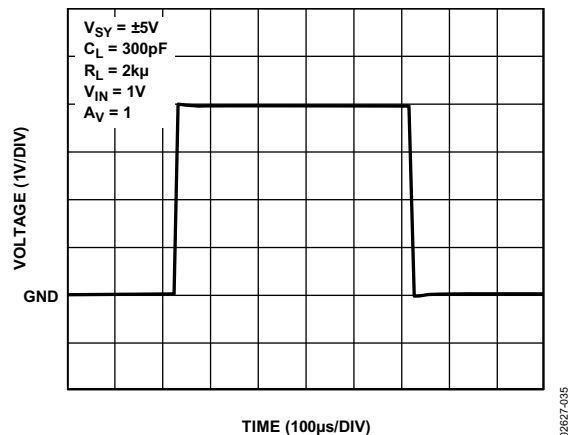


图35. 大信号瞬态响应

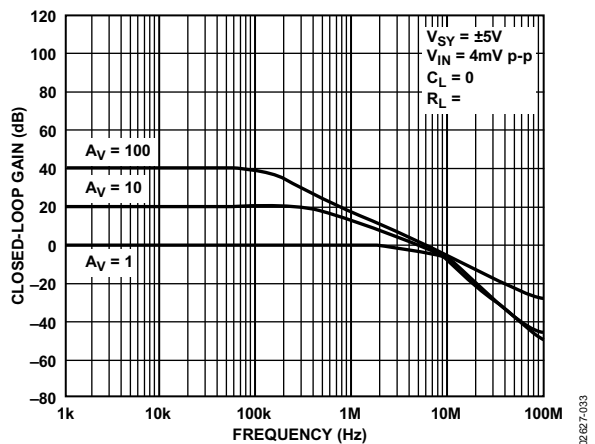


图33. 闭环增益与频率的关系

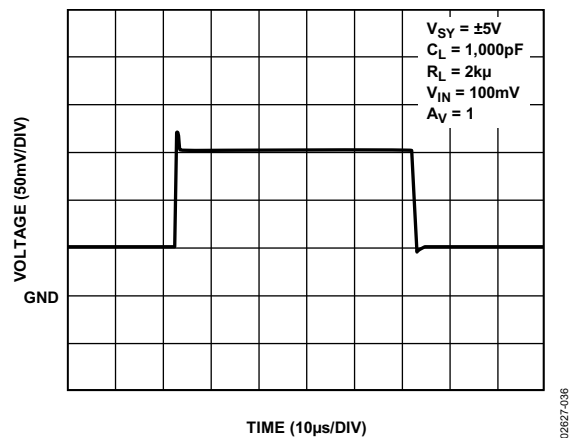


图36. 小信号瞬态响应

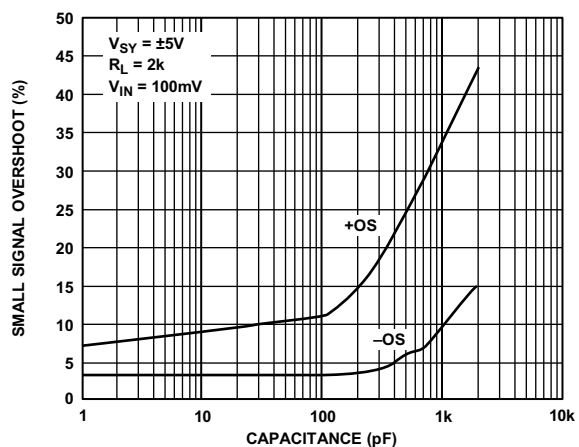


图37. 小信号过冲与负载电容的关系

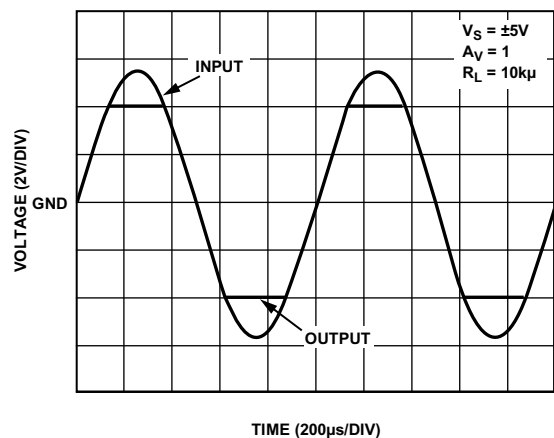


图40. 无反相

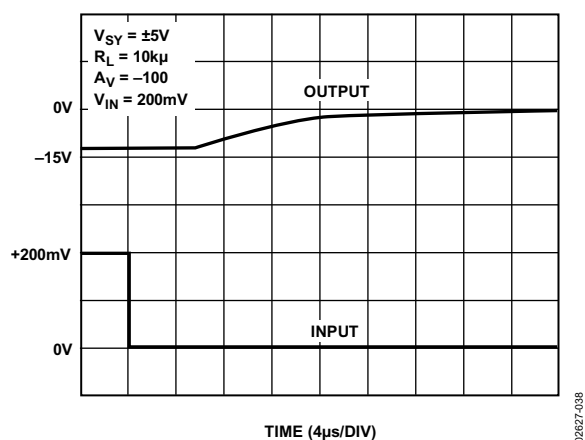


图38. 正过压恢复时间

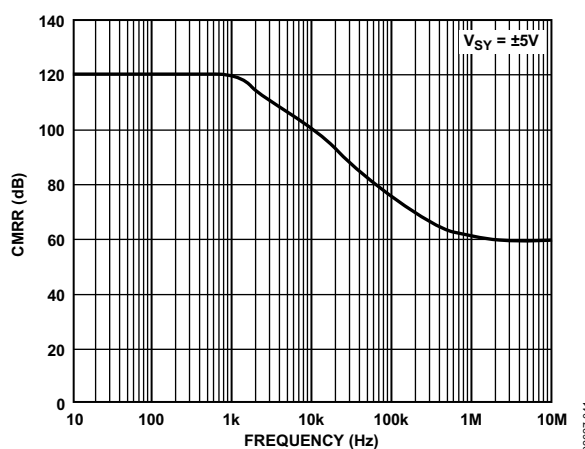


图41. CMRR与频率的关系

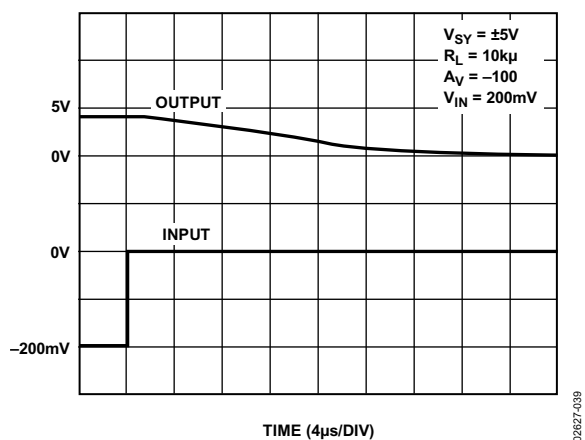


图39. 负过压恢复时间

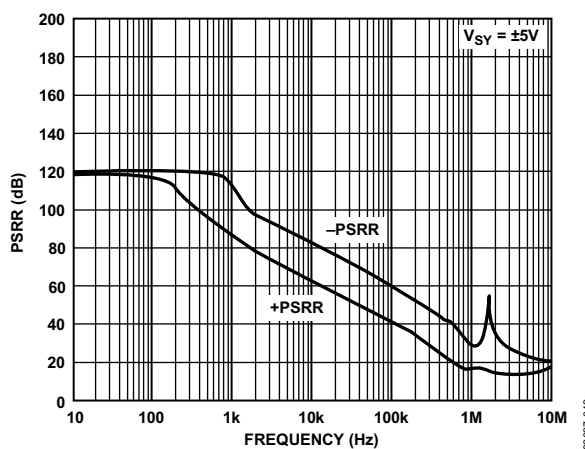


图42. PSRR与频率的关系

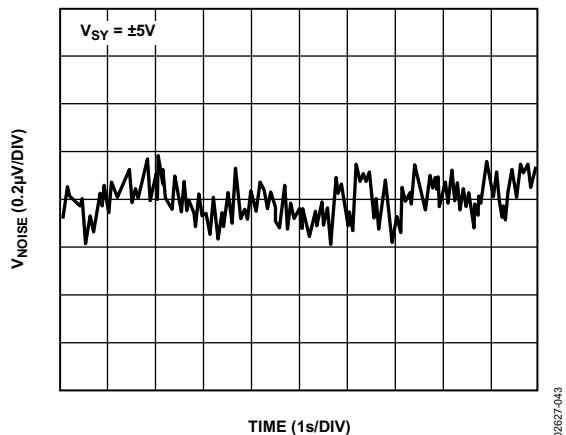


图43. 0.1 Hz至10 Hz输入电压噪声

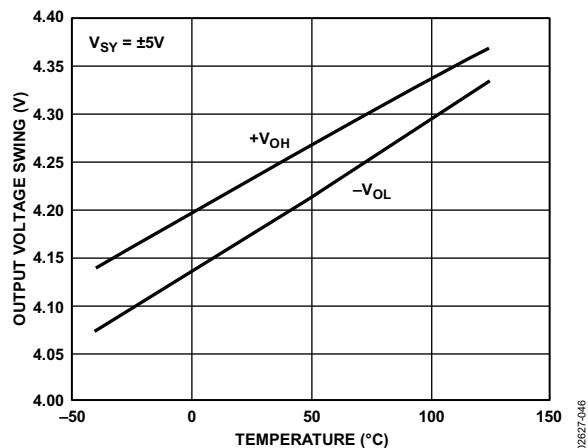


图46. 输出电压摆幅与温度的关系

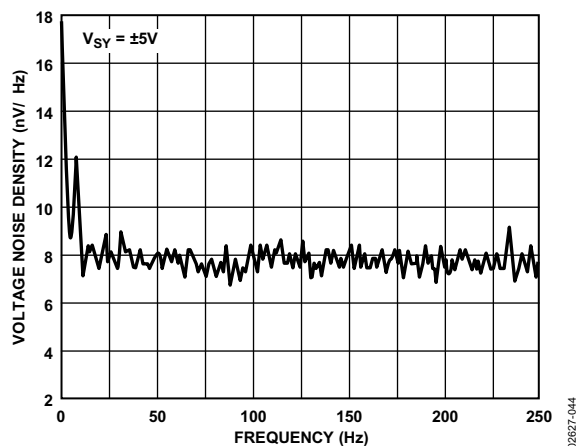


图44. 电压噪声密度与频率的关系

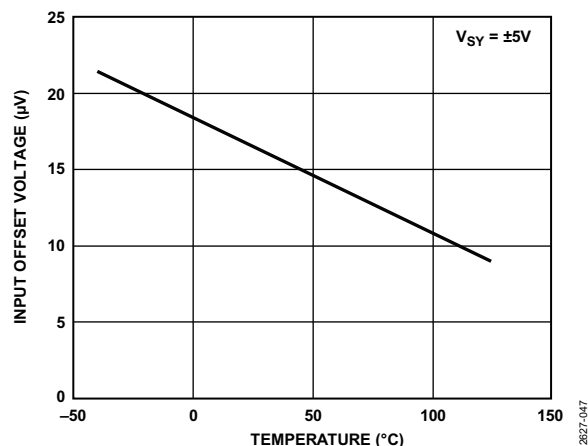


图47. 输入失调电压与温度的关系

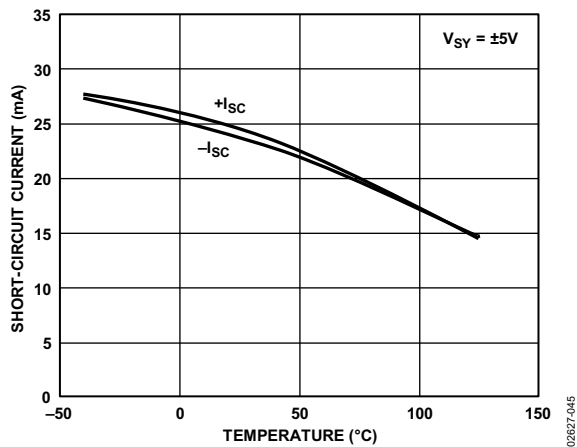


图45. 短路电流与温度的关系

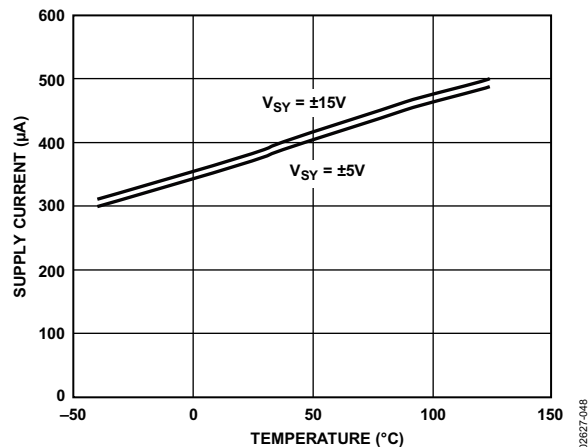


图48. 电源电流与温度的关系

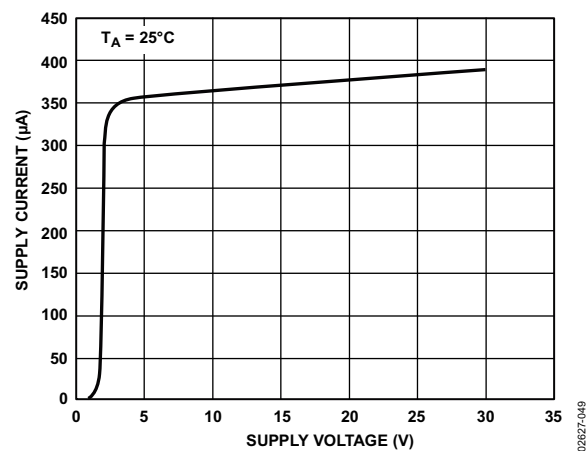


图49. 电源电流与电源电压的关系

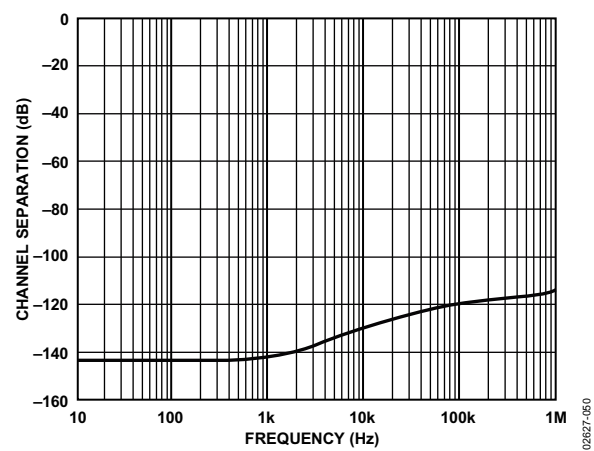


图50. 通道间隔与频率的关系

功能描述

OPx177系列放大器是ADI公司业界标准OP07放大器系列的第四代产品。OPx177系列高精度、低噪声运算放大器既具有极低的失调电压特性，又具有非常低的输入偏置电流特性。与JFET放大器不同，其低偏置和失调电流对环境温度相对不敏感，即使环境温度达到125°C，该特性仍然保持稳定。

ADI公司凭借专有工艺技术和线性设计专长，生产出了采用8引脚小型MSOP封装的高压放大器且性能优于OP07、OP77和OP177。尽管尺寸较小，但OPx177在许多方面均有改进，包括低宽带噪声、非常宽的输入和输出电压范围、更低的输入偏置电流，以及完全消除了相位翻转问题。

OPx177的额定工作温度范围与采用塑料表面贴装封装的任何相似器件一样宽。随着PCB和系统总尺寸不断缩小，导致系统内部温度升高，这一特性愈显重要。与OP177相比，OPx177的功耗降低了四倍，带宽和压摆率则提高了二倍。低功耗以及非常稳定的性能与温度关系还促成了预备过程中漂移误差的降低，使之变得无足轻重。

高负载下的开环增益线性度优于OPA277等竞争产品，高闭环增益改善了电路的直流精度并减小了失真。内部保护电路为输入提供保护，使之免受以任一供电轨为参考的过压状况影响。

像任何高性能放大器一样，要实现最高性能，必须遵守适当的电路和PCB设计原则。为使OPx177发挥最大效能，下面几节针对各种应用条件提供了实用建议。

总噪声—含源电阻

低输入电流噪声和低输入偏置电流使OPx177可用于具有相当大输入源电阻的电路。源电阻每增大500 Ω，输入失调电压增大最高不超过1 μV。

OPx177的总噪声密度为：

$$e_{n,TOTAL} = \sqrt{e_n^2 + (i_n R_S)^2 + 4kTR_S}$$

其中：

e_n 表示输入电压噪声密度。

i_n 表示输入电流噪声密度。

R_S 表示同相端的源电阻。

k 表示玻尔兹曼常数(1.38×10^{-23} J/K)。

T 为用开氏度表示的环境温度($T = 273 + \text{摄氏度温度}$)。

当 $R_S < 3.9 \text{ k}\Omega$ 时， e_n 起支配作用：

$$e_{n,TOTAL} \approx e_n$$

当 $3.9 \text{ k}\Omega < R_S < 412 \text{ k}\Omega$ 时，放大器的电压噪声、通过源电阻转换的放大器电流噪声以及源电阻产生的热噪声均对总噪声有重要贡献。

当 $R_S > 412 \text{ k}\Omega$ 时，电流噪声起支配作用：

$$e_{n,TOTAL} \approx i_n R_S$$

特定带宽上的等效总均方根噪声表示为：

$$e_n = (e_{n,TOTAL}) \sqrt{BW}$$

其中 BW 为带宽(单位：Hz)。

以上分析在频率大于50 Hz时有效。如果频率低于该值，则必须考虑闪烁噪声(也被称为1/f噪声)。

有关噪声计算的示例，请参考“带通KRC或Sallen-Key滤波器”部分。

增益线性度

增益线性度可以减小闭环配置中的误差。增益曲线越平直，输入信号范围上的最大误差越小。尤其是当电路具有高闭环增益时，更是如此。

即使在高负载时，OP1177也具有出色的增益线性度，如图51所示。图52显示了作为比较对象的OPA277的性能。两款器件的测量条件相同， $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ 。OP2177(双路)在较低电压时几乎无失真。在多个电源电压上和不同负载时与OPA277相比，OP1177的性能均远远超过前者。

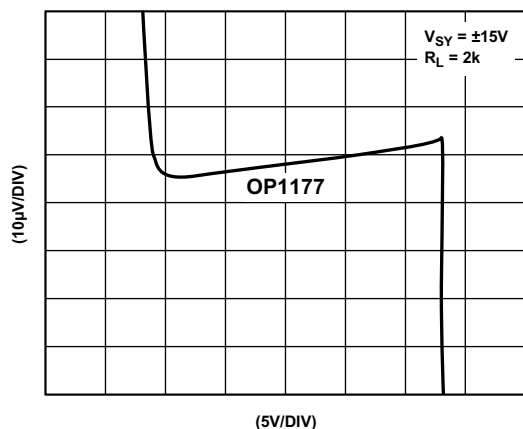


图51. 增益线性度

02827-051

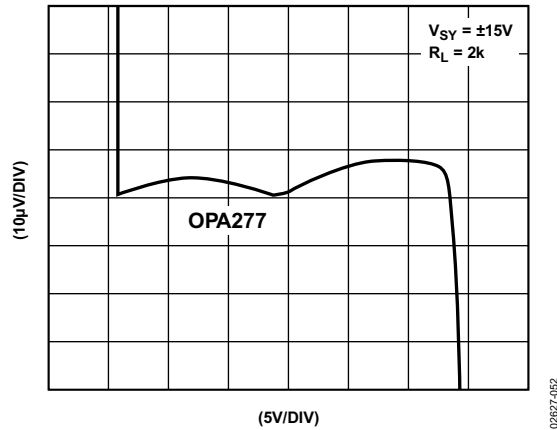


图52. 增益线性度

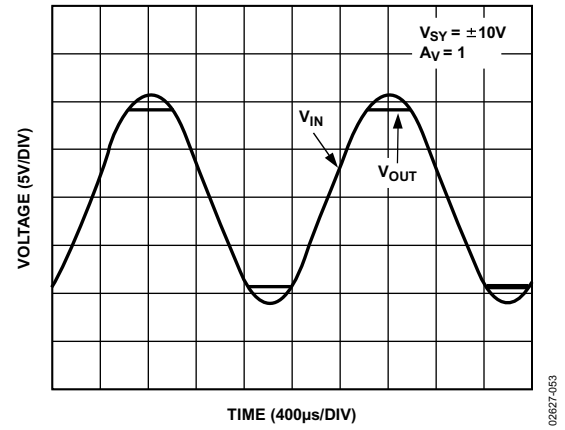


图53. 无反相

输入过压保护

当输入电压超过正电源电压或负电源电压时，大多数放大器都需要外部电阻提供保护，以免遭到破坏。

OPx177具有内部保护电路，在任一输入端上施加的电压可以高出电源电压达2.5 V而不会有任何有害影响。

如果输入电压超过电源电压达2.5 V以上，则可以使用一个附加电阻与输入串联。该电阻的值可以通过以下公式确定：

$$\frac{(V_{IN} - V_S)}{R_S + 500 \Omega} \leq 5 \text{ mA}$$

由于OPx177的输入失调电流很低，最大值仅为1 nA，因此放置一个与两个输入串联的5 kΩ电阻所导致的输入失调电压增加不超过5 µV，对电路整体噪声性能的影响可忽略不计。

5 kΩ电阻可以为超过任一电源电压27 V以上的输入提供保护。有关噪声与源电阻二者关系的更多信息，请参考“总谐波失真和噪声”部分。

输出反相

反相是指放大器传递函数的极性发生改变。当在输入上施加的电压大于最大共模电压时，许多运算放大器都会表现出反相现象。在某些情况下，反相会对放大器造成永久性损坏。在反馈环路中，反相会导致系统锁定或设备损坏。OPx177消除了反相问题，即使输入电压超过电源电压也不用担心。

建立时间

建立时间是指在施加输入脉冲之后，放大器输出达到并稳定在其最终值的某一百分比范围内所需的时间。在放大器缓冲ADC输入或DAC输出的测量和控制电路中，这一参数尤为重要。

为尽量缩短放大器电路的建立时间，请使用合适的电源旁路，并适当选择电路元件。电阻应为金属薄膜型，因为与绕线电阻相比，前者的杂散电容和电感更小。电容应为聚苯乙烯型或聚碳酸酯型，以尽量降低电介质吸收。

电源引脚应尽可能短，以将电容和电感降至最小。在同相单位增益配置中，当对输入施加10 V步进电压时，OPx177的0.01% (1 mV)建立时间约为45 µs。

过载恢复时间

过载恢复时间是指放大器的输出电压从饱和状态恢复到线性响应区间所需的时间。一个常见例子是电路传递函数所要求的输出电压超出了放大器的最大输出电压能力。对闭环增益为2的放大器施加10 V输入电压时，要求输出电压为20 V，这便超出了采用±15 V电源供电的OPx177的输出电压范围，迫使输出进入饱和状态。

恢复时间对许多应用都很重要，尤其是当运算放大器必须存在较大瞬态电压的情况下放大小信号时。

OP1177/OP2177/OP4177

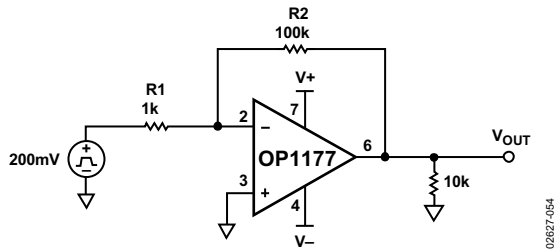


图54. 过载恢复时间的测试电路

图18显示了OP1177的正过载恢复时间。输出过载100%以上时，其恢复时间小于4 μs。

OP1177的负过载恢复时间为1.4 μs，如图19所示。

总谐波失真和噪声

OPx177的总谐波失真非常低，表明它具有出色的增益线性度，非常适合高闭环增益精密电路。

图55显示在单位增益时(对失真而言为最差配置)，OPx177的失真约为0.00025%。

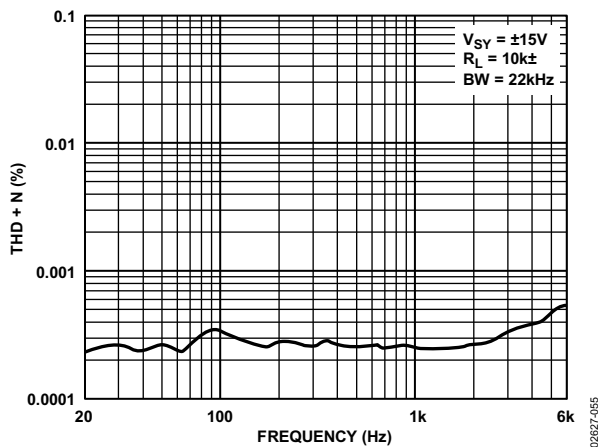


图55. THD + N与频率的关系

驱动容性负载

OPx177对所有增益均具有内在稳定性，能够驱动较大容性负载而不会振荡。在无外部补偿的情况下，OPx177能在任何配置中安全地驱动最高1000 pF的负载。与几乎所有放大器一样，在单位增益时驱动较大容性负载要求使用附加电路以确保稳定性。

这种情况下，使用一个吸收网络可防止振荡，降低过冲量。这种方法的一个显著优点是它不会减小输出摆幅，因为电阻 R_s 不在反馈环路内部。

图56是OPx177响应400 mV脉冲的输出的示波器截图。负载电容为2 nF。电路配置为正单位增益，这对于稳定性而言是最差情况。

如图58所示，与负载电容(C_L)并联放置一个R-C网络可使放大器驱动更高值的 C_L ，而不会引起振荡或过大的过冲。

使用吸收网络不会有响铃振荡，而且过冲从27%降至5%。

针对最高200 nF的数个容性负载，表5列出了 R_s 和 C_s 的最佳值。针对其它容性负载的值可通过实验确定。

表5. 与容性负载相对应的最佳值

C_L	R_s	C_s
10 nF	20 Ω	0.33 μF
50 nF	30 Ω	6.8 nF
200 nF	200 Ω	0.47 μF

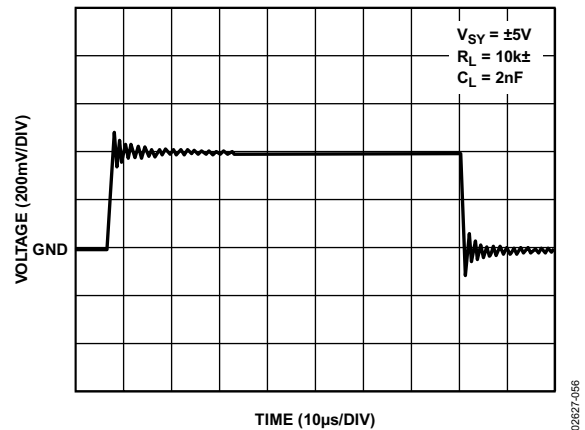


图56. 无吸收情况下的容性负载驱动

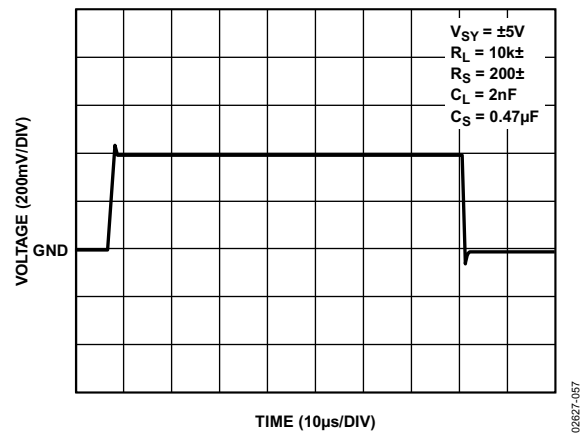


图57. 有吸收情况下的容性负载驱动

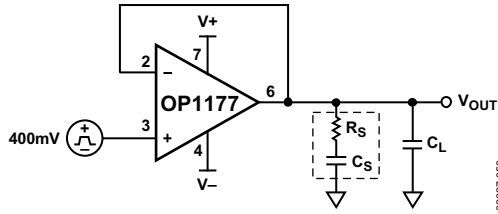


图58.吸收网络配置

注意：吸收技术无法弥补较大容性负载引起的带宽损耗。

杂散输入电容补偿

运算放大器电路中的有效输入电容(C_i)由三部分组成：输入端之间的内部差分电容、各输入端对地的内部共模电容以及包括寄生电容在内的外部电容。在图59所示电路中，闭环增益随着信号频率增加而增加。

该电路的传递函数为：

$$1 + \frac{R_2}{R_1} (1 + sC_i R_1)$$

表明有零点位于：

$$s = \frac{R_2 + R_1}{R_2 R_1 C_i} = \frac{1}{2\pi(R_1/R_2) C_i}$$

取决于R₁和R₂的值，闭环增益的截止频率可能远低于交越频率。这种情况下，相位余量(Φ_M)可能会严重衰减，引起过大的响铃甚至振荡。

克服这一问题的一个简单办法是在反馈路径中插入一个电容，如图60所示。

由此得到的极点可以用来调整相位余量。

设置C_f = (R₁/R₂) C_i可实现90°的相位余量。

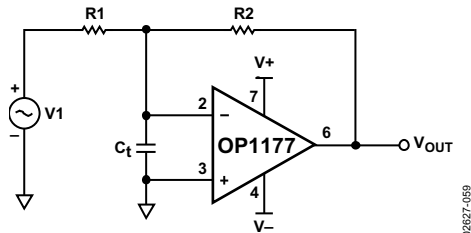


图59. 杂散输入电容

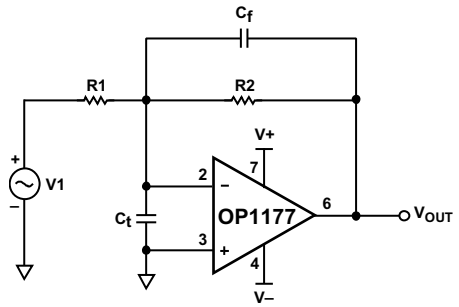


图60. 利用反馈电容予以补偿

降低电磁干扰

有许多方法可以降低电磁干扰(EMI)对放大器电路的影响。

在一种方法中，各输入端上的杂散信号均耦合至放大器的相对输入端。其结果是，信号根据放大器的共模抑制比(CMRR)得到抑制。

这通常是通过在放大器的输入端之间插入电容来实现的，如图61所示。不过，根据电容值不同，这种方法可能会引起不稳定现象。

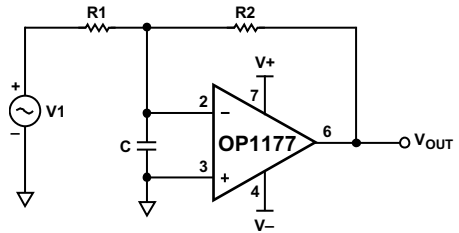


图61. 降低电磁干扰

与该电容串联放置一个电阻(参见图62)可以增加直流环路增益，减小输出误差。将临界点(由R-C网络引入)设置在运算放大器的第二个极点以下可以改善相位余量，从而提高稳定性。

针对特定相位余量，R可以根据以下公式选择，与C无关：

$$R = \frac{R_2}{a(jf_2)} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

其中：

a表示放大器的开环增益。

f₂表示a的相位等于Φ_M - 180°时的频率。

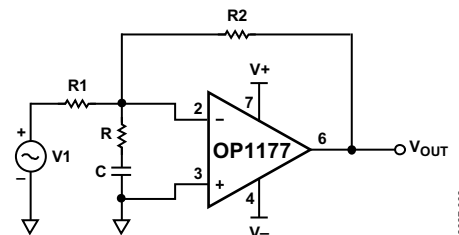


图62. 使用输入R-C网络予以补偿

适当设计电路板布局

OPx177是一款高精密器件。为确保在PCB层次上达到最佳性能，必须精心设计电路板布局。

为避免泄漏电流，电路板表面应保持洁净、无湿气。在电路板表面上涂一层镀层，以形成防潮层，防止湿气积累，并帮助减小电路板上的寄生电阻。

保持较短的电源走线，并适当地旁路电源，使输出电流变化(例如将交流信号驱动至高负载时)引起的电源扰动降至最小。旁路电容应尽可能靠近器件电源引脚连接。在放大器的输出端和输入端，杂散电容都是需要关注的问题。为使耦合效应降至最低，建议信号走线与电源线路至少隔开5 mm。

PCB上的温度差会导致焊接接头和不同金属彼此接触的其它点上的塞贝克(Seebeck)电压不匹配，引起热电压误差。为将这些热电偶效应降至最低，请适当放置电阻，使热源均衡地加热两端。输入信号路径所含器件的数量和类型应相匹配，如果可能，还应使热电偶结的数量和类型相匹配。例如，可以使用零值电阻等伪器件来匹配相对输入路径中的实际电阻。匹配器件的位置应尽可能靠近，方向应相同。确保引脚长度相同，使热传导达到均衡。PCB上的热源应尽可能远离放大器输入电路。

强烈建议使用接地层。接地层能够降低EMI噪声，而且有助于保持电路板上各部分的温度一致。

差动放大器

在高精度电路中，使用差动放大器可以提高共模抑制比(CMRR)。

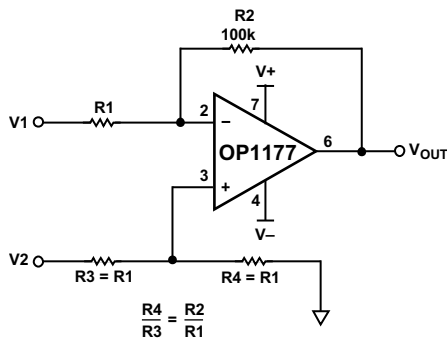


图63. 差动放大器

在单路仪表放大器(参见图63)中，

$$\frac{R4}{R3} = \frac{R2}{R1}$$

$$V_o = \frac{R2}{R1} (V_2 - V_1)$$

R2/R1与R4/R3之间的不匹配会导致共模抑制比降低。

为了更好地了解这一效应，请考虑其定义：

$$CMRR = \frac{A_{DM}}{A_{CM}}$$

其中ADM表示差分增益，ACM表示共模增益。

$$A_{DM} = \frac{V_o}{V_{DIFF}} \text{ and } A_{CM} = \frac{V_o}{V_{CM}}$$

$$V_{DIFF} = V_1 - V_2 \text{ and } V_{CM} = \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

为使该电路成为差动放大器，其输出必须与差分输入信号成比例。

从图63可以得知：

$$V_o = -\left(\frac{R2}{R1}\right)V_1 + \left[\frac{\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)}{\left(1 + \frac{R3}{R4}\right)}\right]V_2$$

排列各项并与以上的方程式合并可以得到：

$$CMRR = \frac{R4R1 + R3R2 + 2R4R2}{2R4R1 - 2R2R3} \quad (1)$$

令方程式1中的CMRR对R1求导便可得到CMRR相对于R1的灵敏度。

$$\frac{\delta CMRR}{\delta R1} = \frac{\delta}{\delta R1} \left(\frac{R1R4}{2R1R4 - 2R2R3} + \frac{2R2R4 + R2R3}{2R1R4 - 2R2R3} \right)$$

$$\frac{\delta CMRR}{\delta R1} = \frac{1}{2 - \frac{(2R2R3)}{R1R4}}$$

假设

$$R1 \approx R2 \approx R3 \approx R4 \approx R$$

并且

$$R(1 - \delta) < R1, R2, R3, R4 < R(1 + \delta)$$

则在下述条件下将产生最差CMRR误差：

$$R1 = R4 = R(1 + \delta) \text{ 且 } R2 = R3 = R(1 - \delta)$$

将这些值代入方程式1中可得到：

$$CMRR_{MIN} \cong \left| \frac{1}{2\delta} \right|$$

其中 δ 为电阻的容差。

电阻容差值越低，则共模抑制比越高(最高为运算放大器的CMRR)。

使用5%容差的电阻时，可以保证的最高CMRR为20 dB。使用0.1%容差的电阻时，共模抑制比至少为54 dB(假设运算放大器CMRR $\times$ 54 dB)。

OPx177的最低共模抑制比为120 dB，因而在大多数电路中，电阻匹配是限制因素。可以使用调整电阻来进一步改善电阻匹配和差动放大器电路的共模抑制比。

高精度热电偶放大器

热电偶由两条彼此接触的异质金属导线组成。不同金属产生的电压为：

$$V_{TC} = \alpha(T_J - T_R)$$

其中：

T_J 表示热结的测量温度。

T_R 表示冷结的测量温度。

α 表示特定于热电偶所用不同金属的塞贝克系数。

V_{TC} 表示热电偶电压；温度越高，该电压越大。

要获得最大测量精度，需要对热电偶进行冷结补偿。为进行冷结补偿，需要在端接结(等温模块内部)上放一根铜丝进行短路，以便模拟0°C点。使用调整电阻R5将输出电压调整至零，然后拿掉铜丝。

OPx177是适合热电偶电路的理想放大器，因为它有非常低的失调电压、出色的PSRR和CMRR以及较低的低频噪声。

OPx177可以用来构成具有出色线性度的热电偶电路。图64所示的电阻R1、R2和二极D1安装在一个等温模块中。

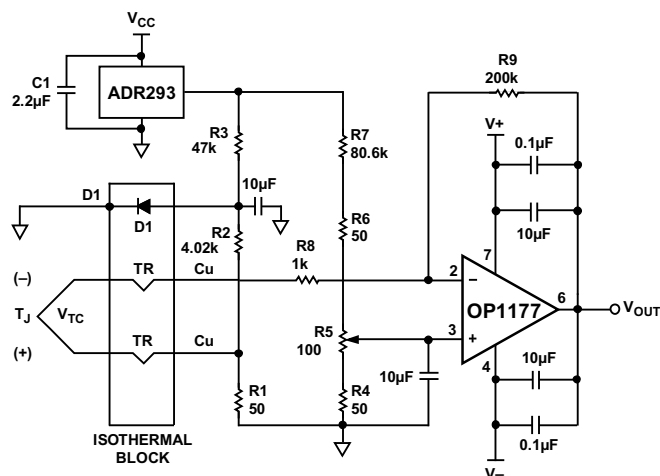


图64. K型热电偶放大器电路

低功耗线性化RTD

单元件可变电桥的常见应用是RTD热电偶放大器，如图65所示。在电桥上方施加的2.5 V基准电压为电桥提供激励。

RTD可能具有高达0.5°C/mW至0.8°C/mW的热阻。为将电阻漂移引起的误差降至最小，流过电桥每一侧的电流必须控制在较低水平。本电路中，放大器电源电流流过电桥。但是，在OPx177以最大电源电流600 μA工作时，RTD功耗小于0.1 mW，即使其电阻为最大值。电桥功耗引起的误差始终控制在0.1°C以下。

电桥校准是在要测量的最低温度值上进行，方法是调整RP，直到输出为零。

为校准输出范围，将满量程电位计和线性电位计设置到中点，对传感器施加500°C温度，或者换上等效500°C RTD电阻。

调整满量程电位计以获得5 V输出。最后，施加250°C温度或换上等效RTD电阻，调整线性电位计以获得2.5 V输出。经过调整后，该电路实现了优于±0.5°C的精度。

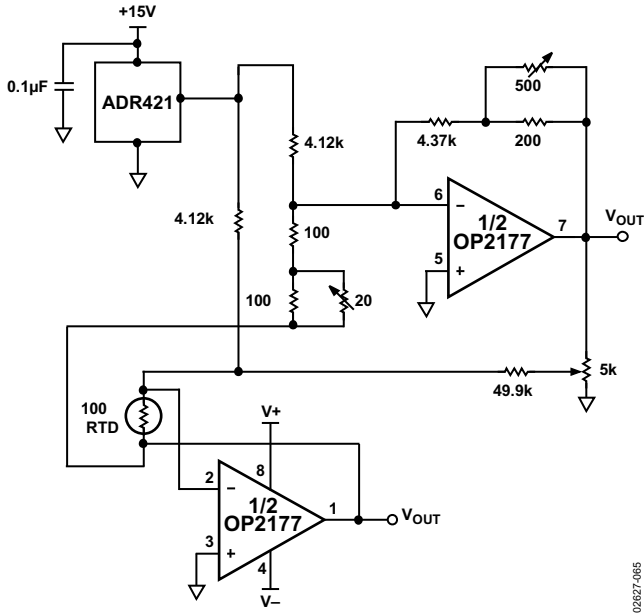


图65. 低功耗线性化RTD电路

单路运算放大器电桥

低输入失调电压漂移使OP1177对RTD信号调理所用的桥式放大器电路非常有效。与仪表放大器相比，使用单路桥式运算放大器往往更便宜。

在图66所示电路中，运算放大器的输出电压为：

$$V_O = \frac{R_2}{R} \left[V_{REF} \left(\frac{\delta}{\frac{R_1}{R} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)(1 + \delta)} \right) \right]$$

其中 $\delta = \Delta R/R$ ，表示由于RTD温度变化，RTD电阻相对于电桥电阻的小数偏差。

当 $\delta \ll 1$ 时，上式变为：

$$V_O \cong \left(\frac{R_2}{R} \right) V_{REF} \left(\frac{\delta}{1 + \frac{R_1}{R} + \frac{R_1}{R_2}} \right) = \left[\left(\frac{R_2}{R} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \right] V_{REF} \delta$$

当 V_{REF} 为恒定值时，输出电压与 δ 呈线性比例关系，增益系数为：

$$V_{REF} \left(\frac{R_2}{R} \right) \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \right]$$

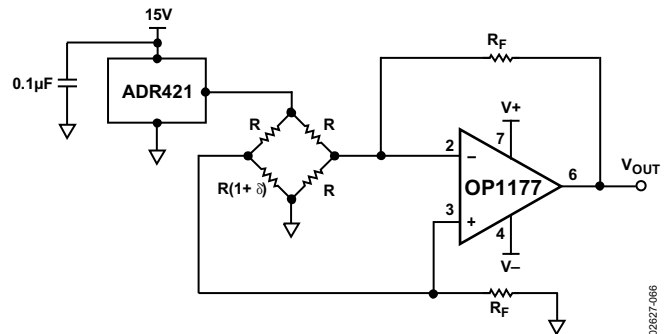


图66. 单路电桥放大器

有源滤波器的实现

带通KRC或Sallen-Key滤波器

低失调电压和高共模抑制比使OPx177成为精密滤波器的理想选择，如图67所示的带通KRC滤波器。这种滤波器提供分别独立调整增益和截止频率的功能。

由于放大器中的共模电压随KRC滤波器电路中的输入信号而变化，因此需要高共模抑制比才能使失真降至最低。此外，当选择较高的电路增益时，OPx177的低失调电压可以提供较宽的动态范围。

图67所示电路由两级组成。第一级是一个简单的高通滤波器，其转折频率(f_c)为：

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{C1C2R1R2}} \quad (2)$$

并且

$$= K \sqrt{\frac{R1}{R2}} Q \quad (3)$$

其中K表示直流增益。

选择相同的电容值可将灵敏度降至最低，并使方程式2简化为：

$$\frac{1}{2\pi C \sqrt{R1R2}}$$

Q值决定增益与频率关系(瞬态响应中的响铃振荡)的峰值。一般选择接近单位值的Q值。

设置 $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 将得到最小增益峰值和最小振铃。利用方程式3确定R1和R2的值。本例中，当 $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时， $R1/R2 = 2$ 。为简便起见，选择 $R1 = 5 \text{ k}\Omega$ ， $R2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。

第二级是一个低通滤波器，其转折频率可以通过类似方式确定。当 $R3 = R4 = R$ 时，

$$f_c = \frac{1}{2\pi R \sqrt{\frac{C3}{C4}}} \text{ 和 } Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C3}{C4}}$$

通道间隔

单芯片上的多路放大器通常需要抑制源自相邻通道的输入或输出的任何信号。OP2177的输入和偏置电路经过特别设计，可以防止信号从一个放大器通道馈通至另一个通道。因此，OP2177具有出色的通道间隔特性：对于最高达100 kHz的频率，通道间隔大于-120 dB；对于最高达1 MHz的信号，通道间隔大于-115 dB。

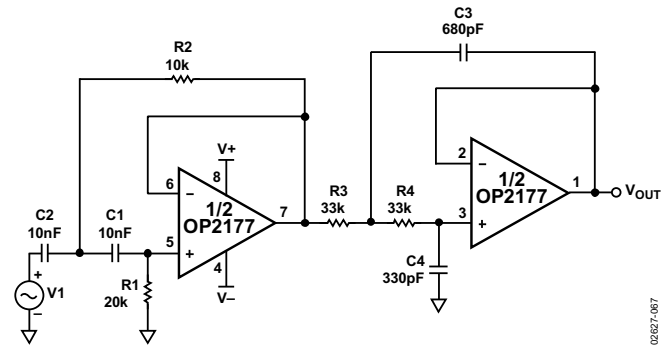


图67. 双级带通KRC滤波器

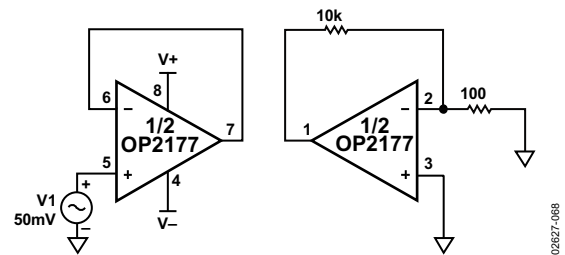


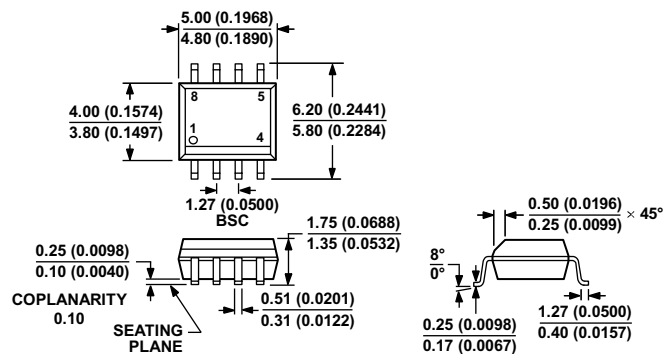
图68. 通道间隔测试电路

关于噪声动力学特性和闪烁噪声的参考资料

S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. McGraw-Hill, 1998.

Analog Devices, Inc., *The Best of Analog Dialogue, 1967 to 1991*. Analog Devices, Inc., 1991.

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.

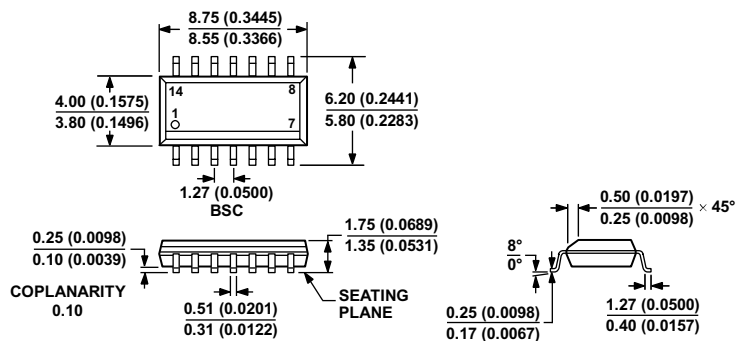
012407-A

图69. 8引脚标准小型封装[SOIC_N]

窄体

(R-8)

图示尺寸单位：毫米和(英寸)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AB
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.

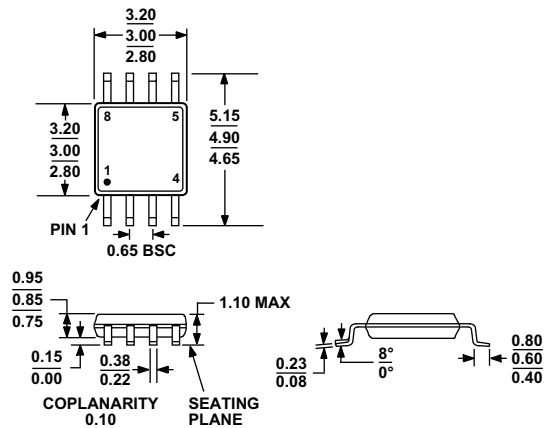
060605-A

图70. 14引脚标准小型封装[SOIC_N]

窄体

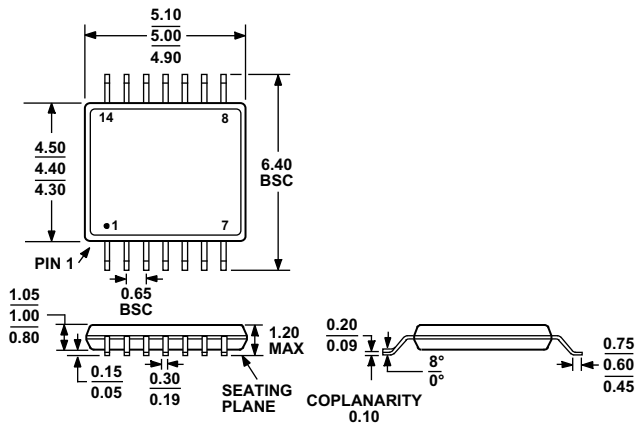
(R-14)

图示尺寸单位：毫米和(英寸)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

图71. 8引脚超小型封装[MSOP]
(RM-8)
图示尺寸单位: 毫米



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-153-AB-1

图72. 14引脚超薄紧缩小型封装[TSSOP]
(RU-14)
图示尺寸单位: 毫米

OP1177/OP2177/OP4177

订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项	标识
OP1177AR	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	AZA AZA# AZA# AZA#
OP1177ARZ ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP1177ARZ-REEL ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP1177ARZ-REEL7 ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP1177ARM-REEL	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	
OP1177ARMZ ¹	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	
OP1177ARMZ-REEL ¹	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	
OP1177ARMZ-R7 ¹	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	
OP2177AR	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	B2A B2A# B2A# B2A#
OP2177AR-REEL	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP2177AR-REEL7	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP2177ARZ ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP2177ARZ-REEL ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP2177ARZ-REEL7 ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	R-8	
OP2177ARM-REEL	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	
OP2177ARMZ ¹	−40°C至+125°C	8引脚 SOIC_N	RM-8	
OP2177ARMZ-REEL ¹	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	B2A B2A# B2A# B2A#
OP2177ARMZ-R7 ¹	−40°C至+125°C	8引脚 MSOP	RM-8	
OP4177AR	−40°C至+125°C	14引脚 SOIC_N	R-14	
OP4177AR-REEL	−40°C至+125°C	14引脚 SOIC_N	R-14	
OP4177AR-REEL7	−40°C至+125°C	14引脚 SOIC_N	R-14	
OP4177ARZ ¹	−40°C至+125°C	14引脚 SOIC_N	R-14	
OP4177ARZ-REEL ¹	−40°C至+125°C	14引脚 SOIC_N	R-14	
OP4177ARZ-REEL7 ¹	−40°C至+125°C	14引脚 SOIC_N	R-14	
OP4177ARU	−40°C至+125°C	14引脚 TSSOP	RU-14	RU-14 RU-14 RU-14 RU-14
OP4177ARU-REEL	−40°C至+125°C	14引脚 TSSOP	RU-14	
OP4177ARUZ ¹	−40°C至+125°C	14引脚 TSSOP	RU-14	
OP4177ARUZ-REEL ¹	−40°C至+125°C	14引脚 TSSOP	RU-14	

¹ Z = RoHS兼容器件；#表示无铅产品可能在顶部或底部进行标识。