

产品特性

通过2个外部电阻设置增益

可在所有增益下实现低增益漂移

非常适合电池供电的仪器仪表

电源电流: 115 μ A

轨到轨输入和输出

零输入交越失真

针对出色的直流性能而设计

最小共模抑制比(CMRR): 106 dB

最大失调电压漂移: 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C

最大增益误差: 0.005%(全部增益)

最大增益漂移: 0.5 ppm/ $^{\circ}$ C(所有增益)

输入偏置电流: 125 $^{\circ}$ C下保证1 nA

调节补偿的带宽模式引脚(BW)

8 kV HBM ESD额定值

片内RFI滤波器

单电源供电: 1.8 V至5.5 V

8引脚MSOP封装

应用

桥式放大器

压力测量

医疗仪器

热电偶接口

便携式系统

电流测量

概述

AD8237是一款低功耗、零漂移、轨到轨输入和输出仪表放大器。它可通过两个相对匹配电阻设置1至1000间的任何增益。在任何增益下均可用比率匹配的两个电阻保持出色的增益精度。

AD8237采用间接电流反馈架构, 以实现真正的轨到轨能力。与传统仪表放大器不同, AD8237可以在共模电压等于或略微高于其电源电压下完全放大信号。这使得高共模电压的应用可以采用更小的电源, 节约电能。

AD8237非常适合便携系统, 最小电源电压为1.8 V, 电源电流为115 μ A(典型值), 并且具有宽输入范围; AD8237充分利用有限的功率, 同时仍为台式系统提供合适的带宽和漂移性能。

引脚配置

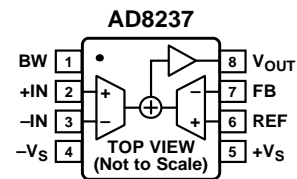


图1.

表1. 仪表放大器分类¹

通用	零漂移	军用级	低功耗	数字增益
AD8421	AD8237	AD620	AD8237	AD8250
AD8221/AD8222	AD8231	AD621	AD8420	AD8251
AD8220/AD8224	AD8293	AD524	AD8235/AD8236	AD8253
AD8228	AD8553	AD526	AD627	AD8231
AD8295	AD8556	AD624		
AD8226	AD8557			

¹ 欲了解最新的仪表放大器, 请访问www.analog.com。

AD8237采用8引脚MSOP封装。额定温度范围为-40 $^{\circ}$ C至+125 $^{\circ}$ C。

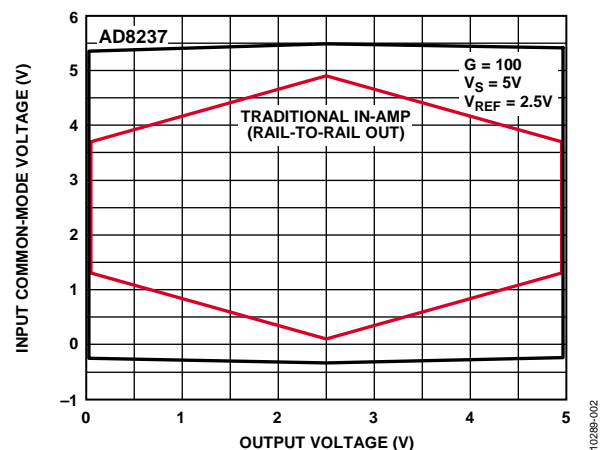


图2. 输入共模电压与输出电压的关系(+ $V_s = 5$ V, $G = 100$)

Rev. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

ADI中文版数据手册是英文版数据手册的译文, 敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误, ADI不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性, 请参考ADI提供的最新英文版数据手册。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2012 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	时钟馈通.....	21
应用.....	1	输入电压范围.....	21
引脚配置.....	1	输入保护.....	22
概述.....	1	过滤射频干扰.....	22
修订历史.....	2	使用基准引脚.....	22
技术规格.....	3	布局.....	23
绝对最大额定值.....	7	输入偏置电流返回路径.....	23
热阻.....	7	应用信息.....	25
ESD警告.....	7	电池电流监控器.....	25
引脚配置和功能描述.....	8	可编程增益仪表放大器.....	25
典型性能参数.....	9	用于心电图(ECG)前端的AD8237.....	26
工作原理.....	20	外形尺寸.....	27
架构.....	20	订购指南.....	27
设置增益.....	20		
增益精度.....	21		

修订历史

2012年8月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明， $+V_S = +5\text{ V}$ ， $-V_S = 0\text{ V}$ ， $V_{\text{REF}} = 2.5\text{ V}$ ， $V_{\text{CM}} = 2.5\text{ V}$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $G = 1$ 至1000， $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地，所有规格均折合到输入端。

表2.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
共模抑制比(CMRR)	$V_{\text{CM}} = 0.1\text{ V}$ 至 4.9 V				
直流共模抑制比(CMRR)					
$G = 1, G = 10$		106	120		dB
$G = 100, G = 1000$		114	140		dB
全温度范围($G = 1$)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	104			dB
1 kHz时的CMRR			80		dB
噪声					
电压噪声					
谱密度	$f = 1\text{ kHz}$		68		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
峰峰值	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz		1.5		$\mu\text{V p-p}$
电流噪声					
谱密度	$f = 1\text{ kHz}$		70		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
峰峰值	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz		3		pA峰峰值
失调电压					
失调			30	75	μV
平均温度系数	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			0.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
折合到输入端的失调与电源的关系(PSR)		100			dB
输入 ¹	对REF和FB对以及+IN和-IN有效				
输入偏置电流	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
全温度范围	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			1	nA
平均温度系数			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
输入失调电流	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
全温度范围	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			1	nA
平均温度系数			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
输入阻抗					
差分			100 5		M Ω pF
共模			800 10		M Ω pF
差分输入工作电压	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$		± 3.85		V
输入工作电压(+IN、-IN或REF)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.3$		$+V_S + 0.3$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.2$		$+V_S + 0.2$	V
动态响应					
小信号带宽	-3 dB				
低带宽模式	引脚1连接至 $-V_S$				
$G = 1$			200		kHz
$G = 10$			20		kHz
$G = 100$			2		kHz
$G = 1000$			0.2		kHz
高带宽模式	引脚1连接至 $+V_S$				
$G = 10$			100		kHz
$G = 100$			10		kHz
$G = 1000$			1		kHz

AD8237

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位	
0.01%建立时间	4 V输出阶跃 引脚1连接至 $-V_S$ 引脚1连接至 $+V_S$					
低带宽模式						
$G = 1$			80		μs	
$G = 10$			100		μs	
$G = 100$			440		μs	
$G = 1000$			4		ms	
高带宽模式						
$G = 10$			80		μs	
$G = 100$			100		μs	
$G = 1000$			820		μs	
压摆率						
低带宽模式			0.05		V/ μs	
高带宽模式			0.15		V/ μs	
EMI滤波器频率			6		MHz	
增益 ²	$G = 1 + (R2/R1)$					
增益范围 ³		1		1000	V/V	
增益误差	$V_{OUT} = 0.1\text{ V至}4.9\text{ V}$, $G = 1\text{至}G = 1000$			0.005	%	
增益误差与 V_{CM} 的关系			15		ppm/V	
增益与温度的关系	$T_A = -40^\circ\text{C至}+125^\circ\text{C}$			0.5	ppm/ $^\circ\text{C}$	
增益非线性度	$V_{OUT} = 0.2\text{ V至}4.8\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega\text{至地}$					
$G = 1, G = 10$			3		ppm	
$G = 100$			6		ppm	
$G = 1000$			10		ppm	
输出						
输出摆幅	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{C至}+125^\circ\text{C}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{C至}+125^\circ\text{C}$	$-V_S + 0.05$		$+V_S - 0.05$	V	
$R_L = 10\text{ k}\Omega\text{至中间电源电压}$				$+V_S - 0.07$	V	
$R_L = 10\text{ k}\Omega\text{至中间电源电压}$			$-V_S + 0.02$		$+V_S - 0.02$	V
			$-V_S + 0.03$		$+V_S - 0.03$	V
短路电流		4			mA	
电源						
工作范围		1.8		5.5	V	
静态电流	$T_A = +25^\circ\text{C}$		115	130	μA	
	$T_A = -40^\circ\text{C至}+125^\circ\text{C}$			150	μA	
温度范围						
额定温度		-40		+125	$^\circ\text{C}$	

¹ 该规范适用于0 V至5 V的输入电压范围。当测量的电压超出电源电压时，会产生额外的失调误差，使偏置电流增加，并降低输入阻抗，尤其在更高的温度下更是如此。

² 当 $G > 1$ 时，外部电阻(R1和R2)误差必须计入这些规格内，包括来自FB引脚偏置电流的误差。

³ AD8237额定增益仅为1至1000；然而，它可达到更高的增益。

除非另有说明, $+V_S = 1.8\text{ V}$, $-V_S = 0\text{ V}$, $V_{REF} = 0.9\text{ V}$, $V_{CM} = 0.9\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $G = 1$ 至 1000 , $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地, 所有规格均折合到输入端。

表3.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
共模抑制比(CMRR)	$V_{CM} = 0.2\text{ V}$ 至 1.6 V				
直流共模抑制比(CMRR)					
$G = 1, G = 10$		100	120		dB
$G = 100, G = 1000$		114	140		dB
全温度范围($G = 1$)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	94			dB
1 kHz时的CMRR			80		dB
噪声					
电压噪声					
谱密度	$f = 1\text{ kHz}, V_{DIFF} \leq 100\text{ mV}$		68		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
峰峰值	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 $10\text{ Hz}, V_{DIFF} \leq 100\text{ mV}$		1.5		$\mu\text{V p-p}$
电流噪声					
谱密度	$f = 1\text{ kHz}$		70		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
峰峰值	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz		3		pA p-p
失调电压					
失调			25	75	μV
平均温度系数	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			0.3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
折合到输入端的失调与电源的关系(PSR)		100			dB
输入 ¹	对于REF和FB对以及+IN和-IN有效				
输入偏置电流	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
全温度范围	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			1	nA
平均温度系数			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
输入失调电流	$T_A = +25^\circ\text{C}$		250	650	pA
全温度范围	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			1	nA
平均温度系数			0.5		pA/ $^\circ\text{C}$
输入阻抗					
差分			100 5		M Ω pF
共模			800 10		M Ω pF
差分输入工作电压	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$		± 0.75		V
输入工作电压(+IN、-IN、REF或FB)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.3$		$+V_S + 0.3$	V
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	$-V_S - 0.2$		$+V_S + 0.2$	V
动态响应					
小信号带宽	-3 dB				
低带宽模式	引脚1连接至 $-V_S$				
$G = 1$			200		kHz
$G = 10$			20		kHz
$G = 100$			2		kHz
$G = 1000$			0.2		kHz
高带宽模式	引脚1连接至 $+V_S$				
$G = 10$			100		kHz
$G = 100$			10		kHz
$G = 1000$			1		kHz
压摆率					
低带宽模式			0.05		V/ μs
高带宽模式			0.15		V/ μs
EMI滤波器频率			6		MHz

AD8237

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
增益 ²	$G = 1 + (R2/R1)$				
增益范围 ³		1		1000	V/V
增益误差	$V_{OUT} = 0.2V$ 至 $1.6V$, $G = 1$ 至 $G = 1000$			0.005	%
增益误差与 V_{CM} 的关系			15		ppm/V
增益与温度的关系	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$			0.5	ppm/ $^{\circ}C$
增益非线性度	$V_{OUT} = 0.2V$ 至 $1.6V$				
G = 1, G = 10			3		ppm
G = 100			6		ppm
G = 1000			10		ppm
输出					
输出摆幅					
$R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至中间电源电压	$T_A = +25^{\circ}C$	$-V_S + 0.05$		$+V_S - 0.05$	V
	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	$-V_S + 0.07$		$+V_S - 0.07$	V
$R_L = 100\text{ k}\Omega$ 至中间电源电压	$T_A = +25^{\circ}C$	$-V_S + 0.02$		$+V_S - 0.02$	V
	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	$-V_S + 0.03$		$+V_S - 0.03$	V
短路电流			4		mA
电源					
工作范围		1.8		5.5	V
静态电流	$T_A = +25^{\circ}C$		115	130	μA
	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$			150	μA
温度范围					
额定温度		-40		+125	$^{\circ}C$

¹ 该规范适用于0V至1.8V的输入电压范围。当测量的电压超出电源电压时，会产生额外的失调误差，使偏置电流增加，并降低输入阻抗，尤其在更高的温度下更是如此。

² 当 $G > 1$ 时，外部电阻(R1和R2)误差必须计入这些规格内，包括来自FB引脚偏置电流的误差。

³ AD8237额定增益仅为1至1000；然而，它可达到更高的增益。

绝对最大额定值

表4.

参数	额定值
电源电压	6 V
输出短路电流持续时间	不定
在-IN、+IN、FB或REF的最大电压 ¹	+V _S + 0.5 V
在-IN、+IN、FB或REF的最小电压 ¹	-V _S - 0.5 V
存储温度范围	-65°C至+150°C
结温范围	-65°C至+150°C
ESD	
人体模型	8 kV
充电器件模型	1.25 kV
机器放电模型	0.2 kV

¹ 若要求输入电压超过额定最小或最大电压，应与输入端串联地放置电阻以将电流限制在5 mA。

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，并不能以这些条件或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，推断器件能否正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

热阻

θ_{JA} 是针对暴露于空气中的器件而言。

表5.

封装	θ_{JA}	单位
8引脚MSOP, 4层JEDEC板	145.7	°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。

AD8237

引脚配置和功能描述

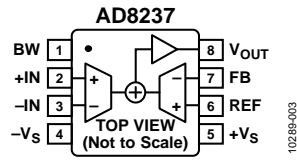


图3. 引脚配置

表6. 引脚功能描述

引脚编号	名称	描述
1	BW	在高带宽模式中，将该引脚连接至 $+V_S$ ；或在低带宽模式中，将该引脚连接至 $-V_S$ 。不要将该引脚浮空。
2	+IN	正输入。
3	-IN	负输入。
4	$-V_S$	负电源。
5	$+V_S$	正电源。
6	REF	基准输入。
7	FB	反馈输入。
8	V_{OUT}	输出。

典型性能参数

除非另有说明, $+V_S = +5\text{ V}$, $-V_S = 0\text{ V}$, $V_{REF} = 2.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地。

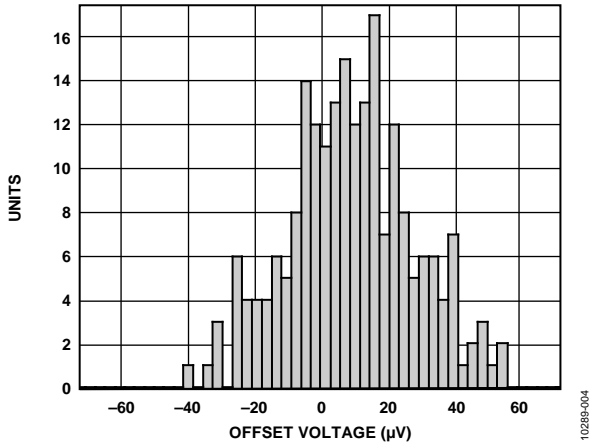


图4. 失调电压的典型分布图

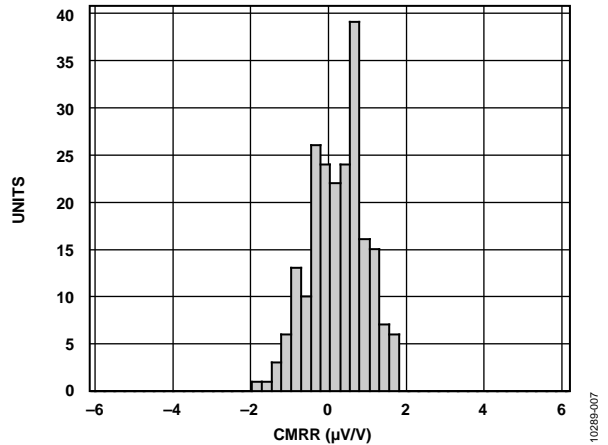


图7. CMRR的典型分布图

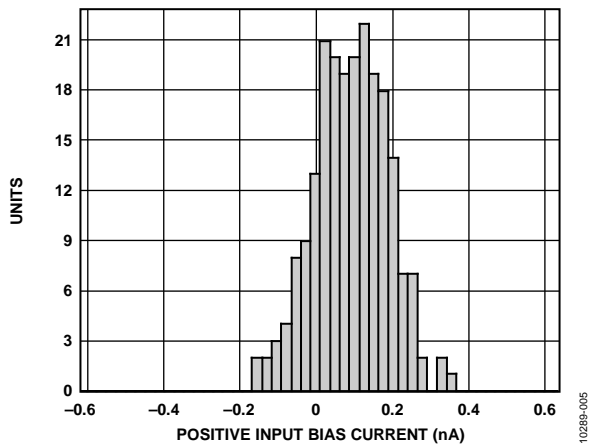


图5. 输入偏置电流的典型分布图

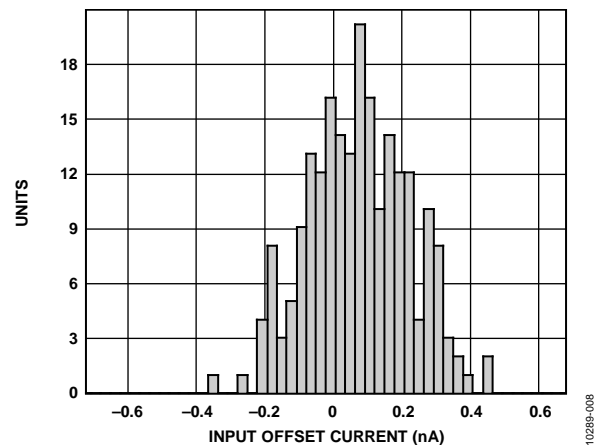


图8. 输入失调电流的典型分布图

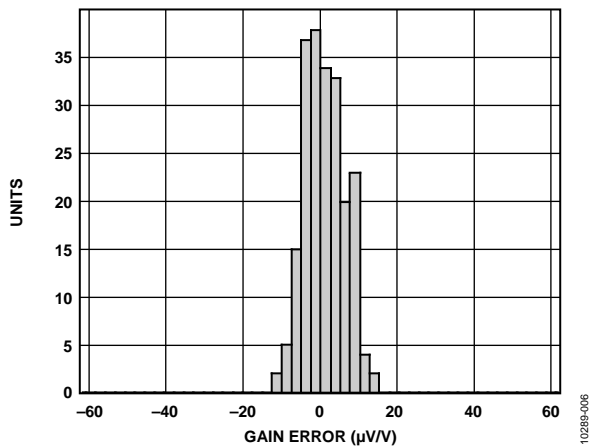


图6. 增益误差的典型分布图($G = 1$)

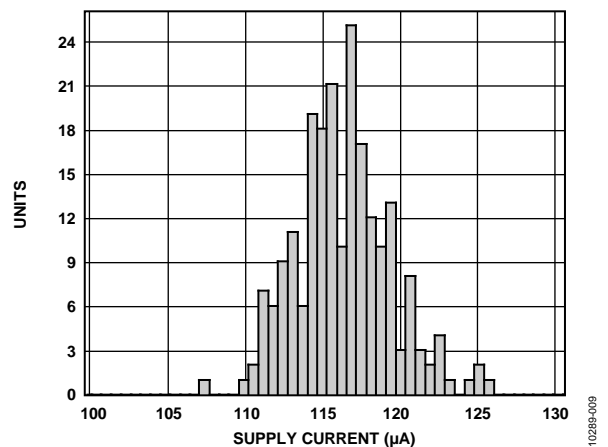


图9. 电源电流的典型分布图

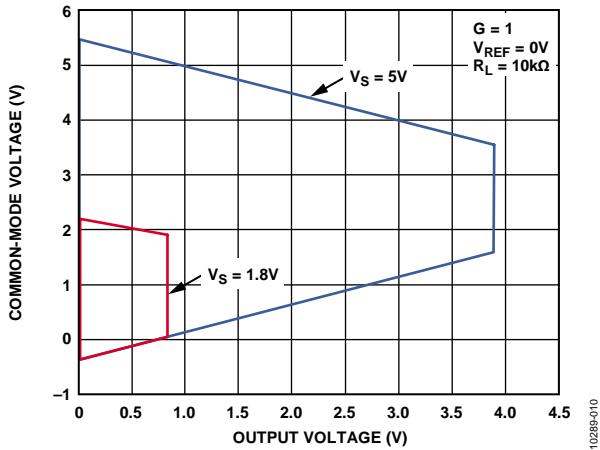


图10. 输入共模电压与输出电压的关系, $G = 1$, $V_{REF} = 0V$, $V_S = 5V$ 和 $V_S = 1.8V$, $R_L = 10k\Omega$ 至地

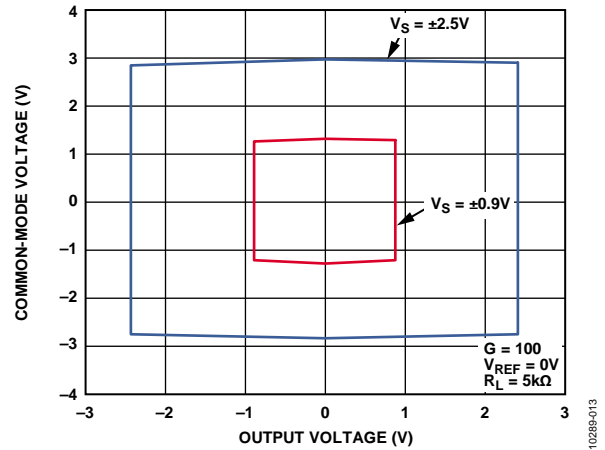


图13. 输入共模电压与输出电压的关系, $G = 100$, $V_{REF} = 0V$, $V_S = \pm 2.5V$ 和 $V_S = \pm 0.9V$, $R_L = 5k\Omega$ 至地

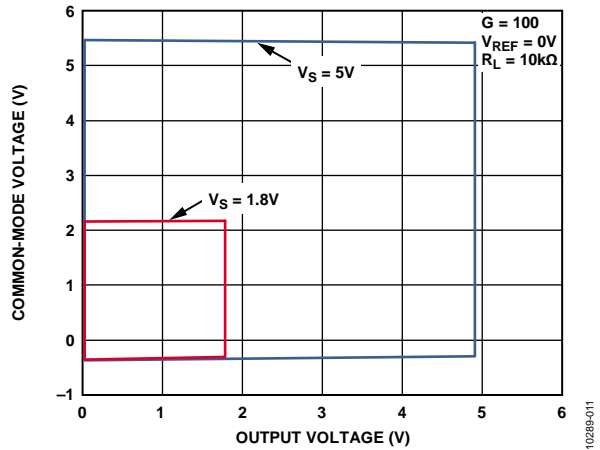


图11. 输入共模电压与输出电压的关系, $G = 100$, $V_{REF} = 0V$, $V_S = 5V$ 和 $V_S = 1.8V$, $R_L = 10k\Omega$ 至地

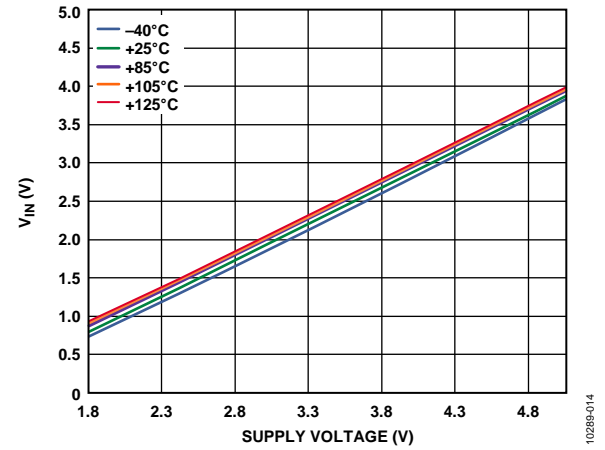


图14. 最大差分输入与电源电压的关系

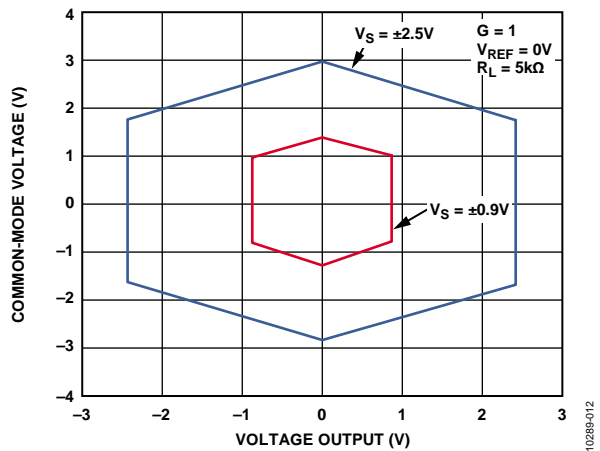


图12. 输入共模电压与输出电压的关系, $G = 1$, $V_{REF} = 0V$, $V_S = \pm 2.5V$ 和 $V_S = \pm 0.9V$, $R_L = 5k\Omega$ 至地

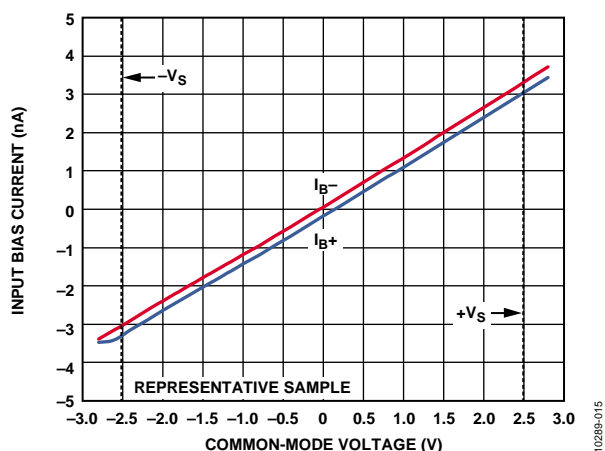


图15. 输入偏置电流与共模电压的关系

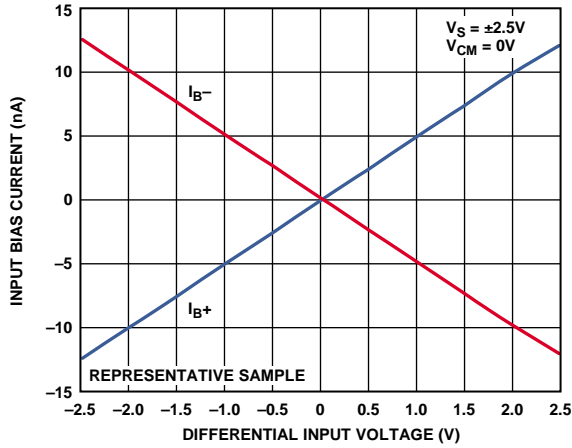


图16. 输入偏置电流与差分输入电压的关系

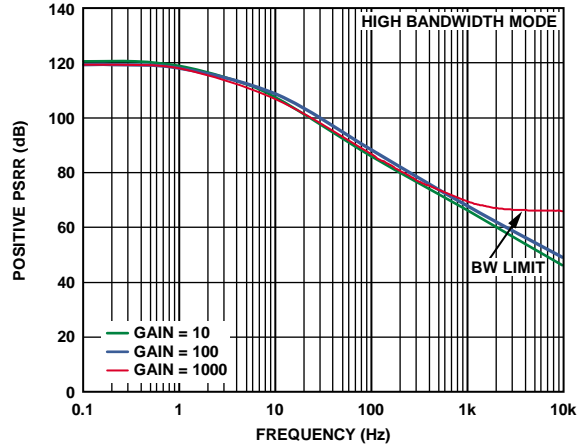


图19. 正PSRR与频率的关系, RTI, 高带宽模式

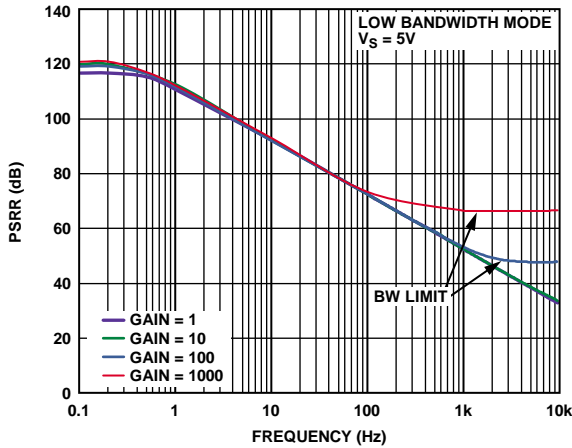


图17. 正PSRR与频率的关系, RTI, 低带宽模式, $V_S = 5V$

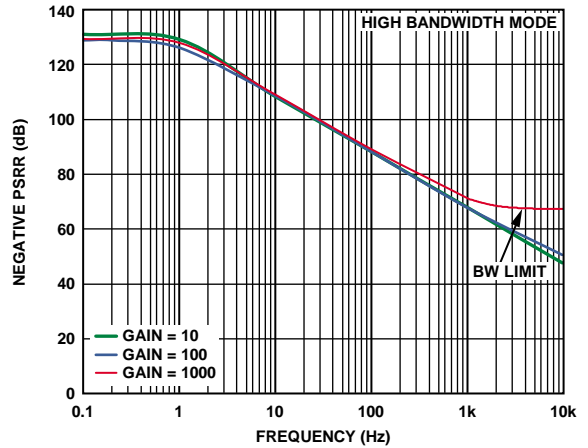


图20. 负PSRR与频率的关系, RTI, 高带宽模式

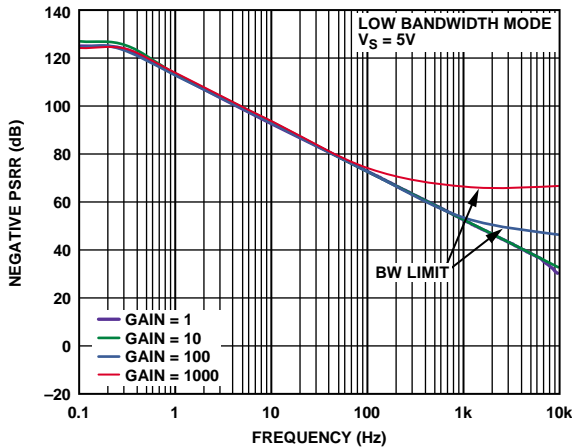


图18. 负PSRR与频率的关系, RTI, 低带宽模式, $V_S = 5V$

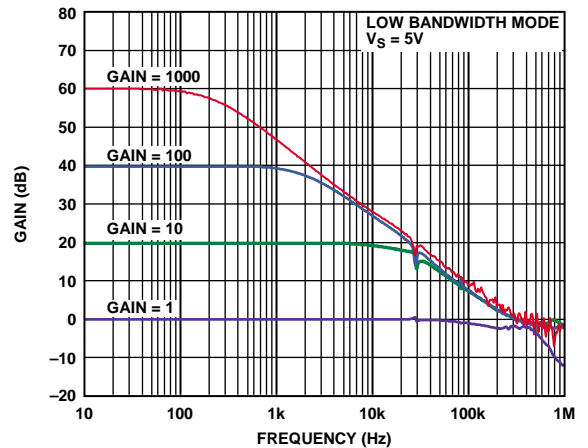


图21. 增益与频率的关系, 低带宽模式, $V_S = 5V$

AD8237

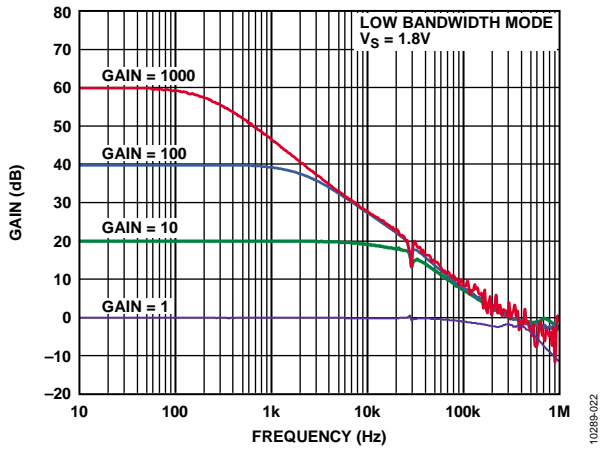


图22. 增益与频率的关系, 低带宽模式, $V_S = 1.8\text{ V}$

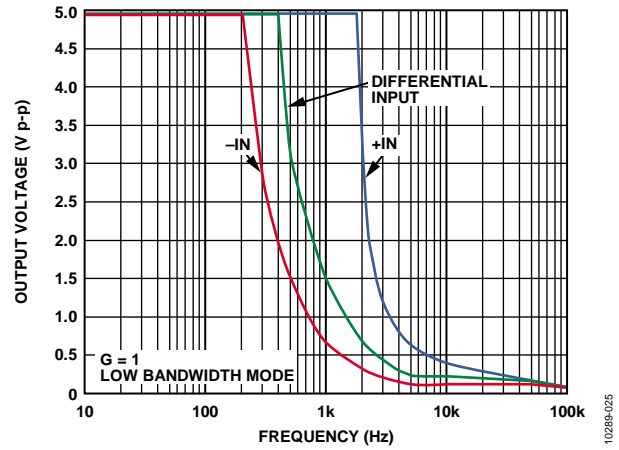


图25. 大信号频率响应, 低带宽模式, $G = 1$

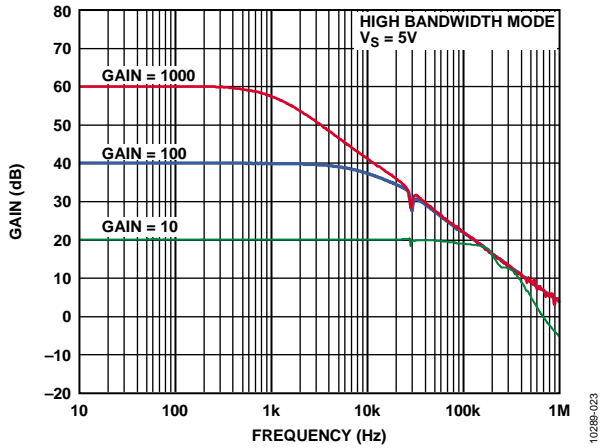


图23. 增益与频率的关系, 高带宽模式, $V_S = 5\text{ V}$

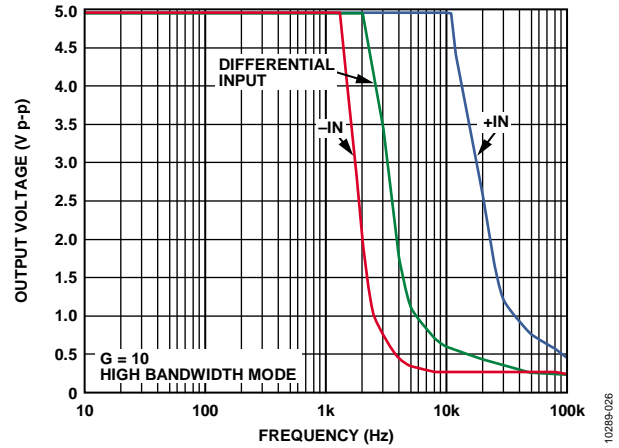


图26. 大信号频率响应, 高带宽模式, $G = 10$

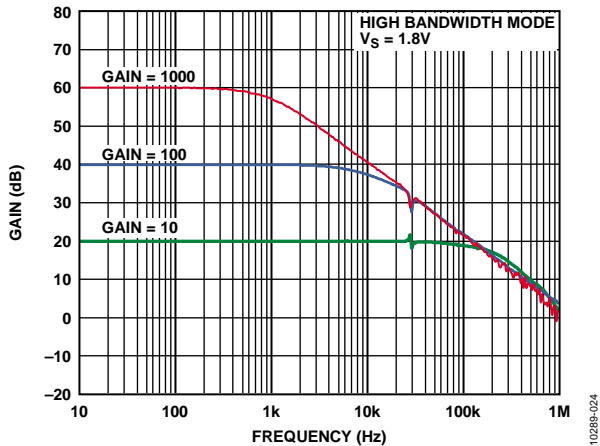


图24. 增益与频率的关系, 高带宽模式, $V_S = 1.8\text{ V}$

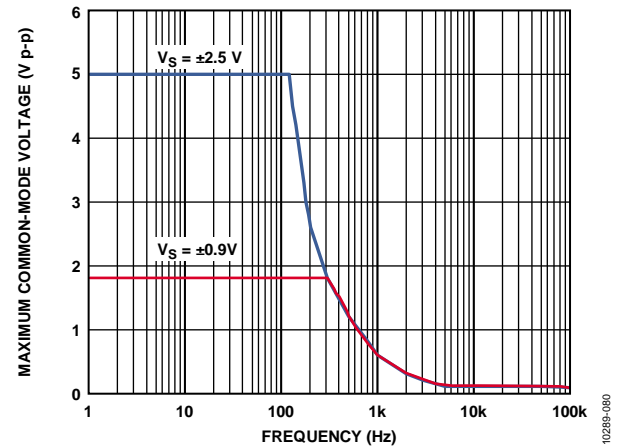


图27. 最大共模电压与频率的关系

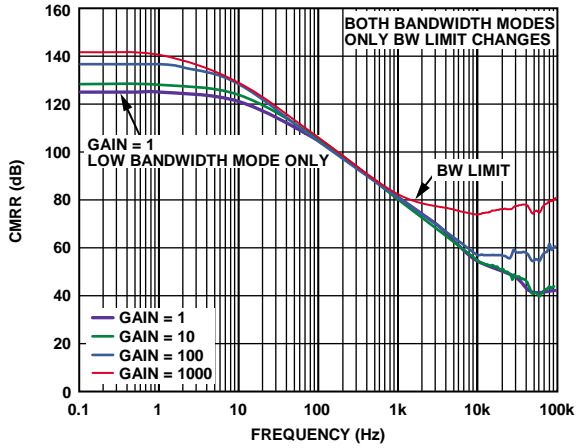


图28. CMRR与频率的关系

10289-027

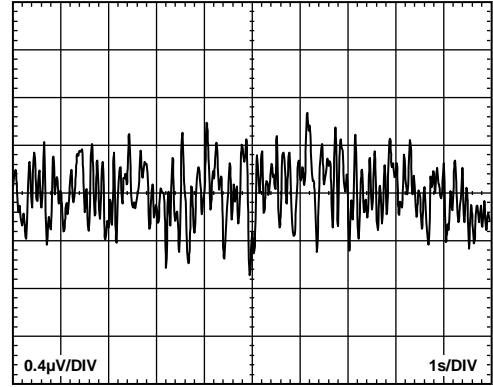


图31. 0.1 Hz至10 Hz折合到输入端电压噪声

10289-031

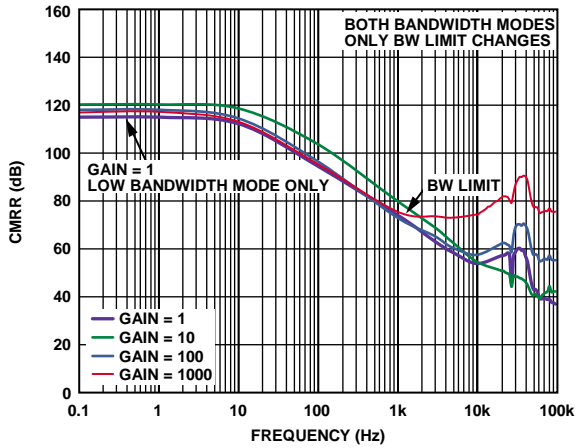


图29. CMRR与频率的关系, 1 kΩ非均衡信号源

10289-028

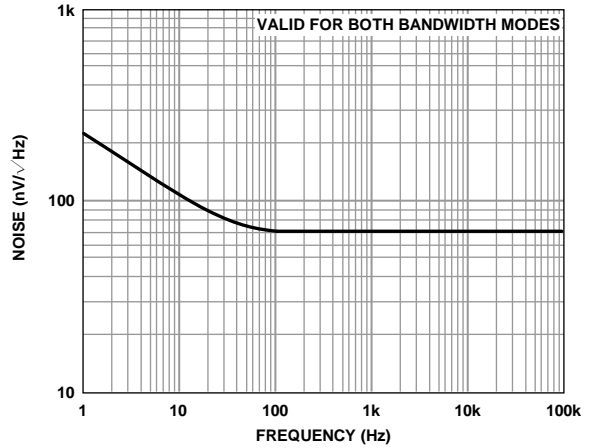


图32. 电流噪声谱密度与频率的关系

10289-032

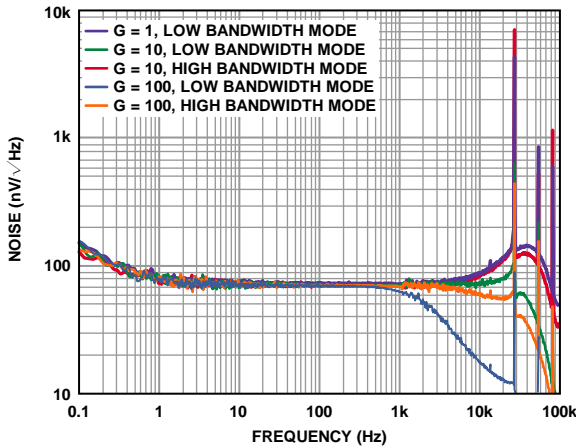


图30. 电压噪声谱密度与频率的关系

10289-029

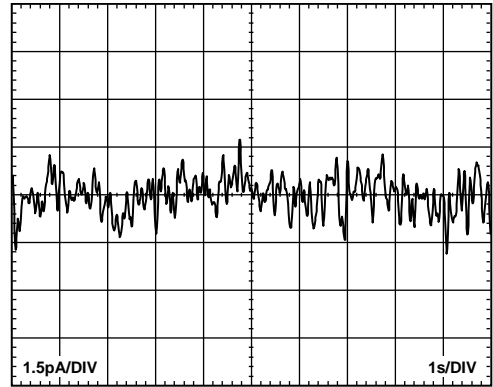


图33. 0.1 Hz至10 Hz RTI电流噪声

10289-033

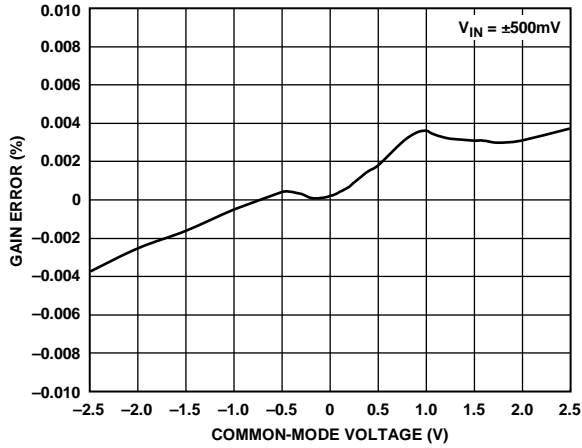


图34. 增益误差与共模电压的关系, $G = 1$

10289-034

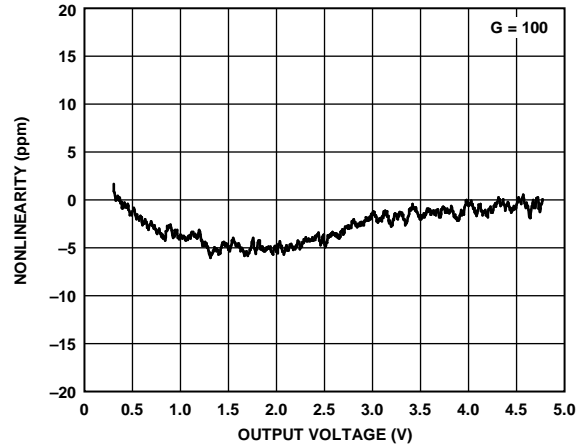


图37. 增益非线性度, $G = 100$, $V_s = 5\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地

10289-039

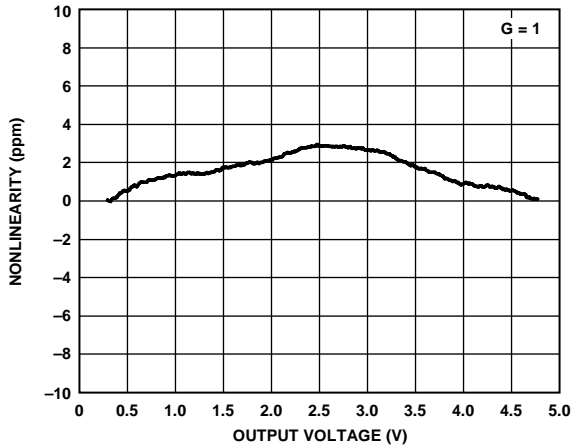


图35. 增益非线性度, $G = 1$, $V_s = 5\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地, 低带宽模式

10289-037

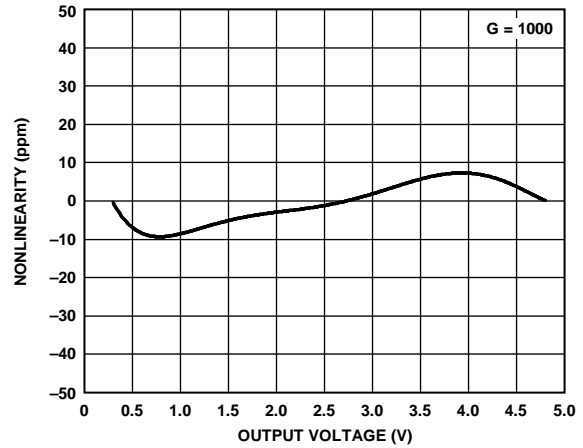


图38. 增益非线性度, $G = 1000$, $V_s = 5\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地

10289-040

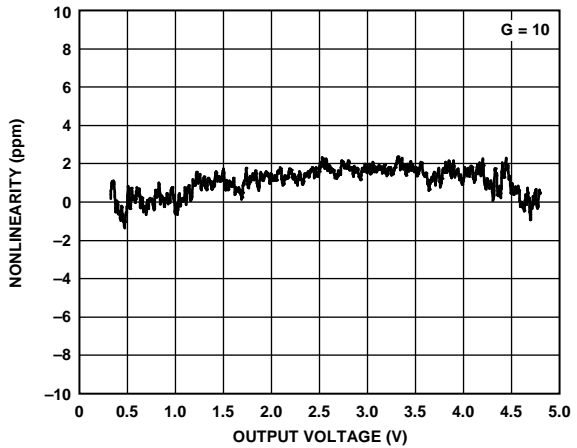


图36. 增益非线性度, $G = 10$, $V_s = 5\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 至地

10289-038

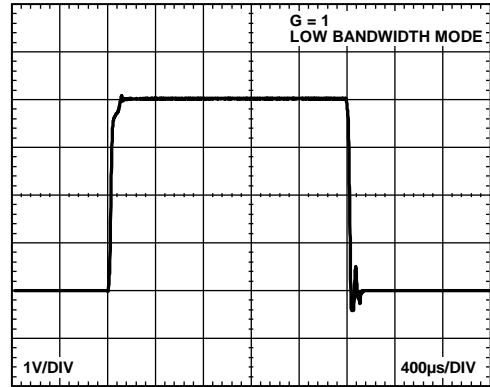
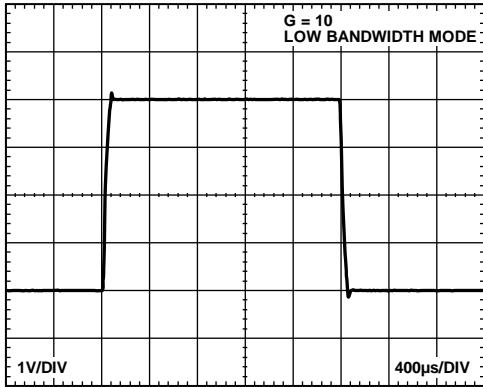


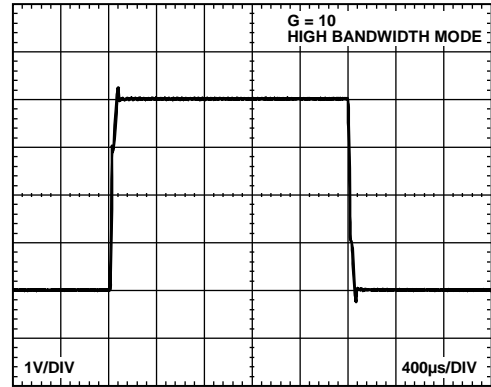
图39. 大信号脉冲响应, 低带宽模式, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$

10289-041



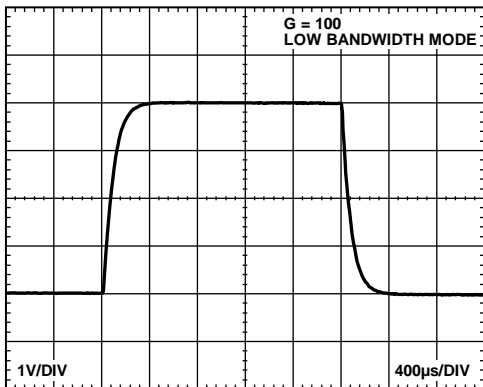
10289-042

图40. 大信号脉冲响应, 低带宽模式,
 $G = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$



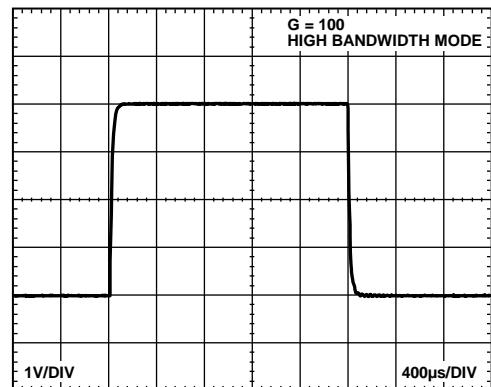
10289-045

图43. 大信号脉冲响应, 高带宽模式,
 $G = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$



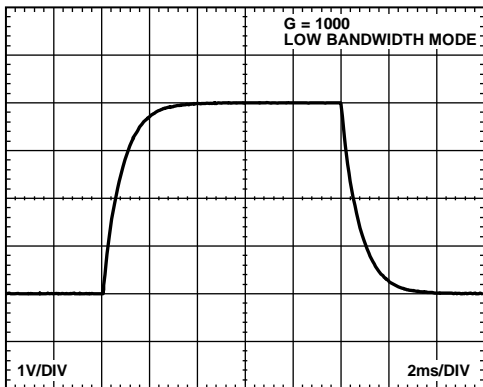
10289-043

图41. 大信号脉冲响应, 低带宽模式,
 $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$



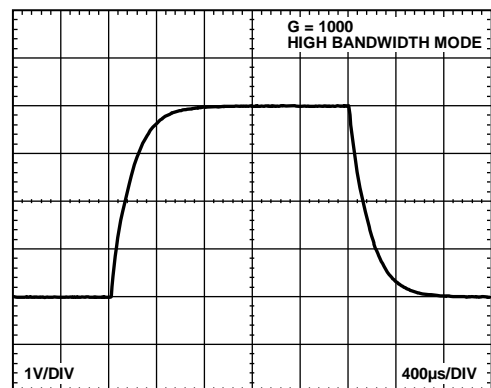
10289-046

图44. 大信号脉冲响应, 高带宽模式,
 $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$



10289-044

图42. 大信号脉冲响应, 低带宽模式,
 $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$



10289-047

图45. 大信号脉冲响应, 高带宽模式,
 $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$

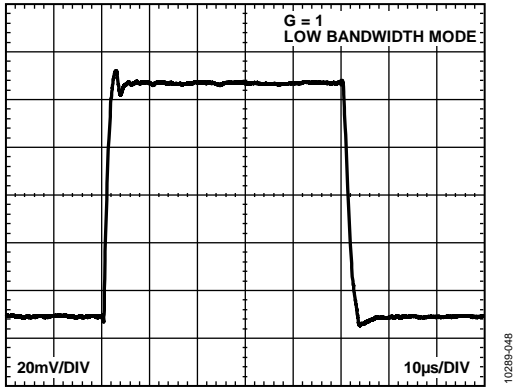


图46. 小信号脉冲响应, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 低带宽模式

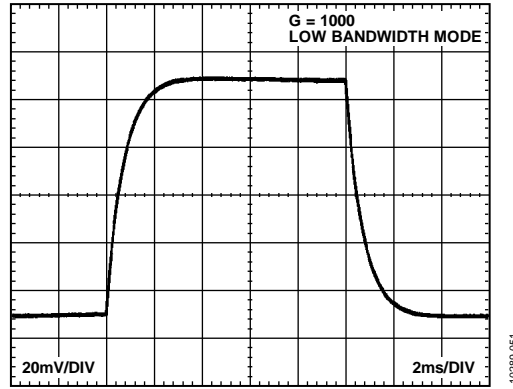


图49. 小信号脉冲响应, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 低带宽模式

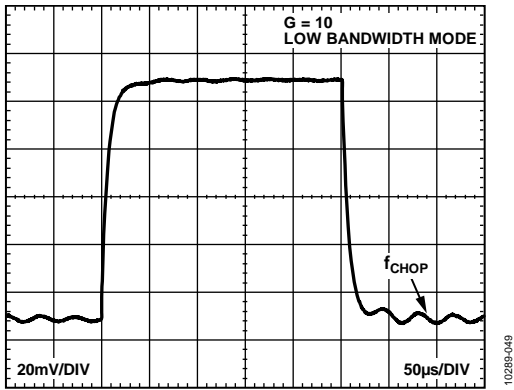


图47. 小信号脉冲响应, $G = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 低带宽模式

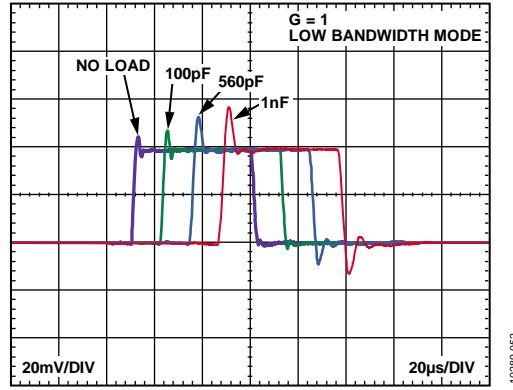


图50. 各种容性负载条件下的小信号脉冲响应, $G = 1$, $R_L = \infty$, 低带宽模式

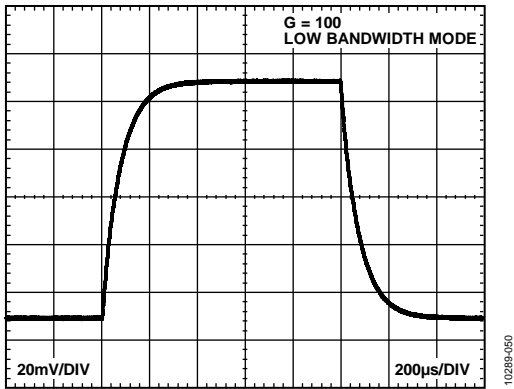


图48. 小信号脉冲响应, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 低带宽模式

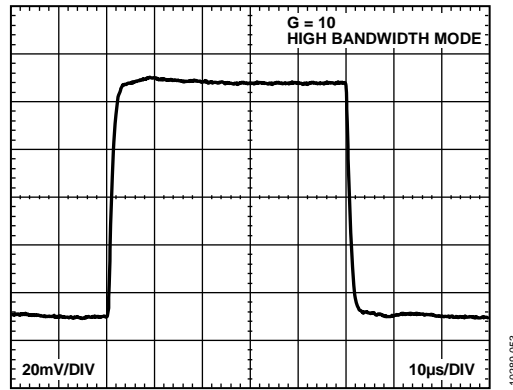


图51. 小信号脉冲响应, $G = 10$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 高带宽模式

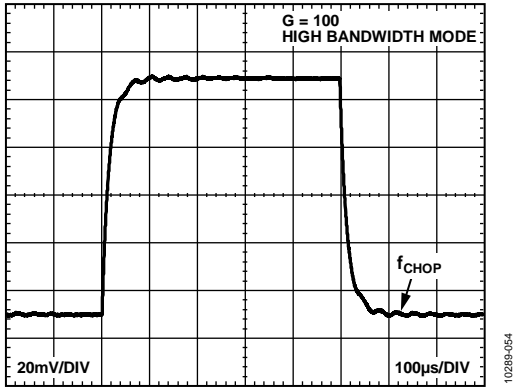


图52. 小信号脉冲响应, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 高带宽模式

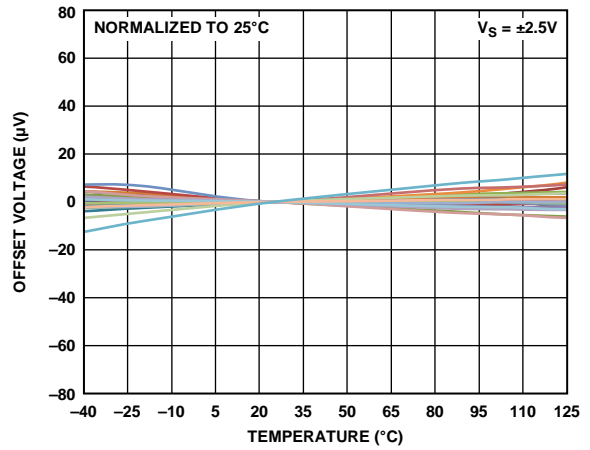


图55. 失调电压与温度的关系

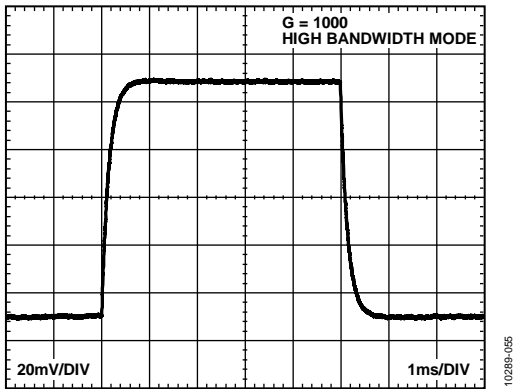


图53. 小信号脉冲响应, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, 高带宽模式

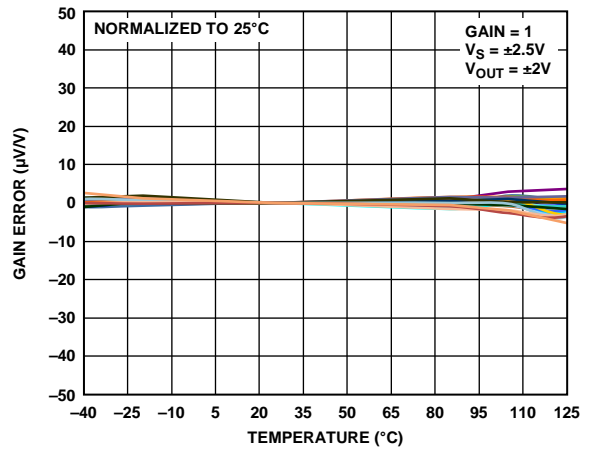


图56. 增益与温度的关系

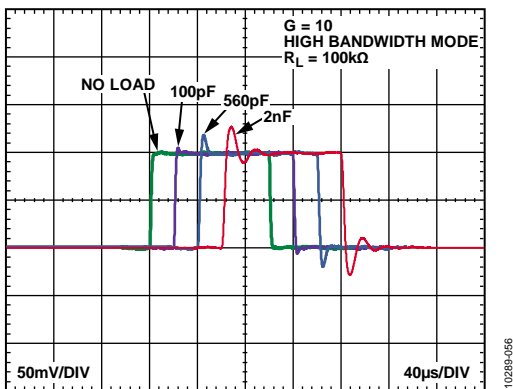


图54. 各种容性负载条件下的小信号脉冲响应,
 $G = 10$, $R_L = 100\text{ k}\Omega$, 高带宽模式

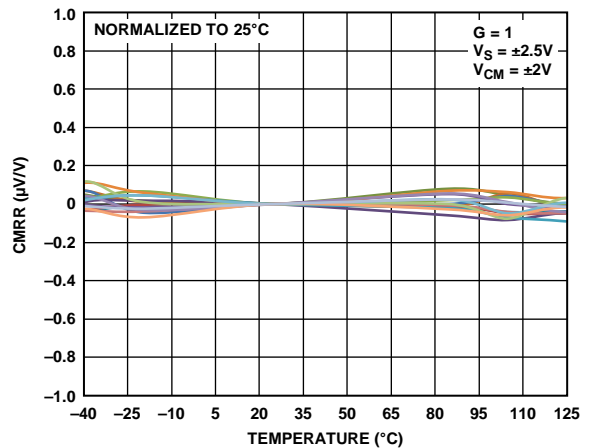


图57. CMRR与温度的关系

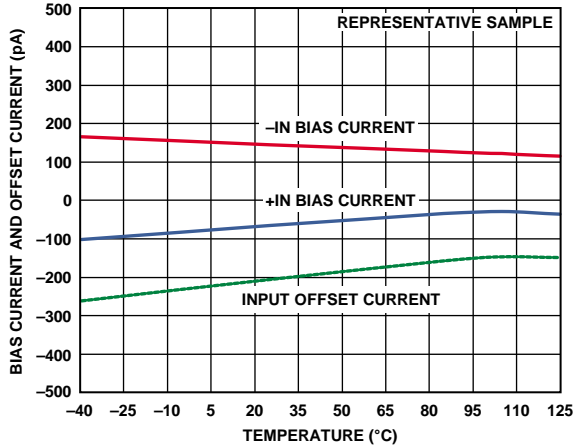


图58. 输入偏置电流和输入失调电流与温度的关系

10289-060

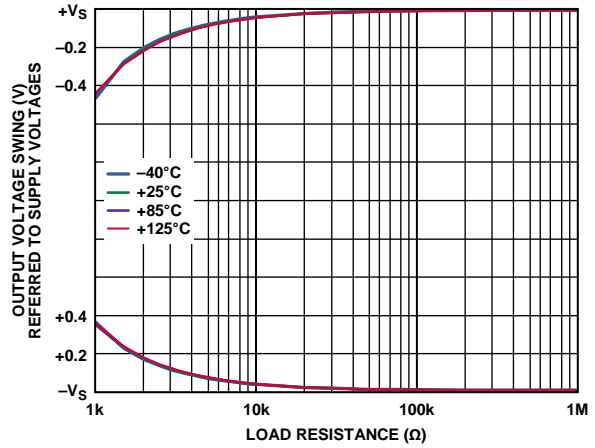


图61. 输出电压摆幅与负载阻抗的关系, $V_s = \pm 2.5 V$

10289-063

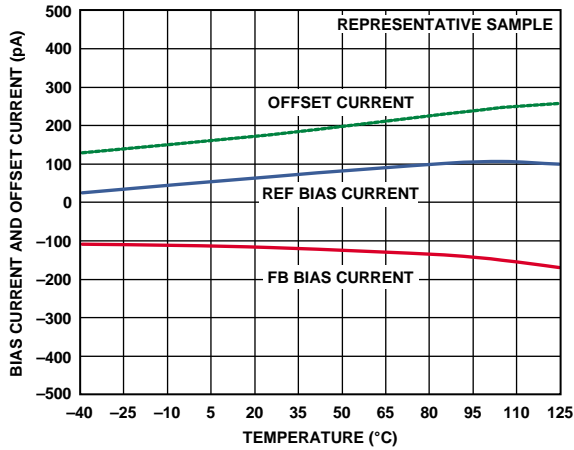


图59. REF输入偏置电流、FB输入偏置电流以及失调电流和温度的关系

10289-061

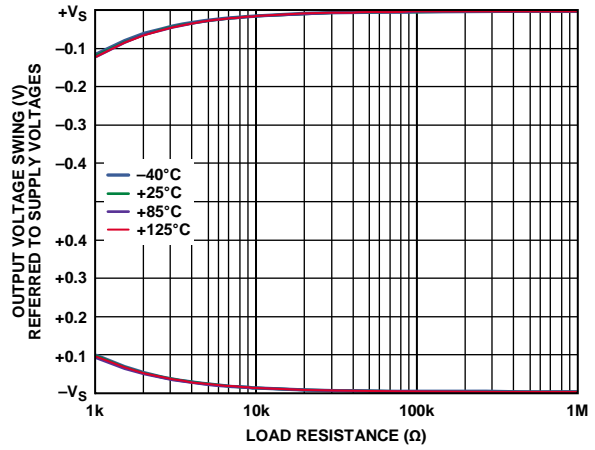


图62. 输出电压摆幅与负载阻抗的关系, $V_s = \pm 0.9 V$

10289-064

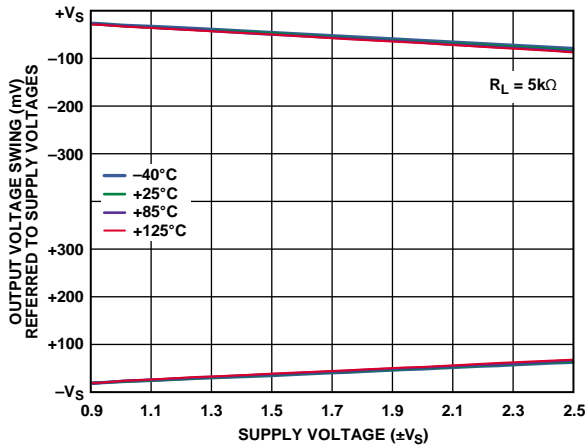


图60. 输出电压摆幅与电源电压的关系

10289-062

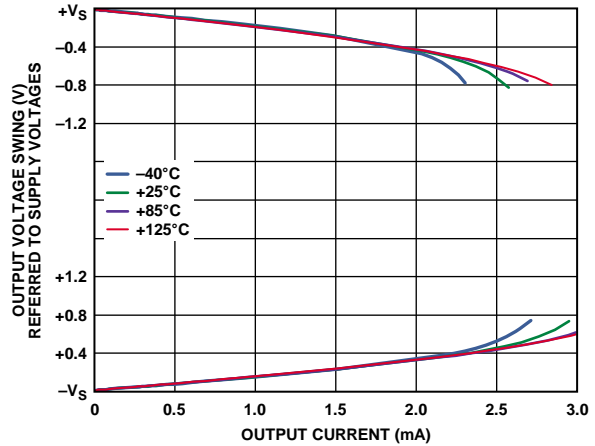


图63. 输出电压摆幅与输出电流的关系

10289-065

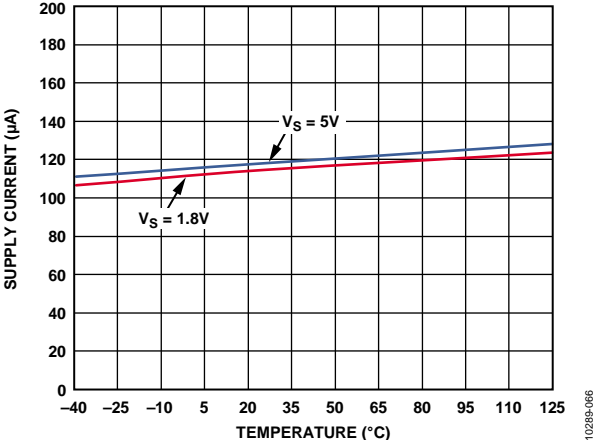


图64. 电源电流与温度的关系, $V_S = 5V$, $V_S = 1.8V$

10289-096

工作原理

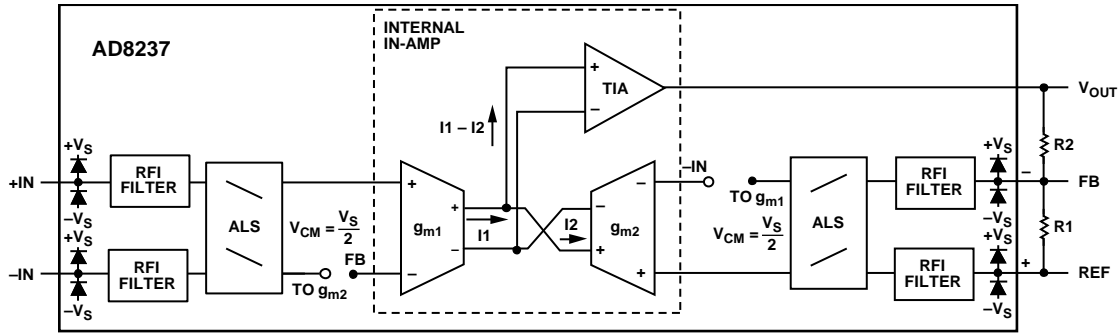


图65. 原理示意图

架构

AD8237基于间接电流反馈拓扑结构，由三个放大器组成：两个匹配跨导放大器，用于将电压转换为电流；一个跨阻放大器(TIA)，用于将电流转换为电压。

为了解AD8237是如何工作的，首先考虑仅有内部仪表放大器的情况。假设在跨导放大器 g_{m1} 的输入端施加一个正差分电压。该输入电压由 g_m 转换为差分电流 I_1 。起初， I_2 为0；因此， I_1 进入TIA，导致输出增加。若TIA输出反馈至 g_{m2} 的负端，并且正端保持恒定，则TIA输出增加将导致 I_2 增加，如图所示。若假定TIA具有无限增益，则当 I_2 等于 I_1 时达到环路要求。由于 g_{m1} 和 g_{m2} 增益匹配，这意味着 g_{m1} 上的差分输入电压出现在 g_{m2} 的输入端。该行为模型便是AD8237正常工作所需的全部信息，而电路其余部分的作用是性能优化。

AD8237采用新颖的自适应电平转换(ALS)技术。这种开关电容的方式将输入信号的共模电平转换为经过优化的电平，在保持差分信号的同时为仪表放大器完成电平转换。一旦完成这一过程，通过使用内部仪表放大器进行+IN与FB和-IN与REF的对比，方可获得额外的性能优势。这只有当ALS模块发射的信号全部参考同样的共模电位时才可能实现。

在传统仪表放大器中，输入共模电压可限制可用输出摆幅，通常用输入共模与输出电压关系的六边形曲线图来描述。由于存在这一限制，仅有极少数的仪表放大器可测量任一条供电轨附近的小信号。AD8237采用间接电流反馈拓扑和ALS，具有真正的轨到轨特性，通过降低电源电压，可增加许多应用的能效。

AD8237集成RFI滤波器，可在不影响输入阻抗和频率范围内CMRR的情况下移除高频带外信号。此外，它还提供带宽模式引脚，用于补偿调节。针对大于等于10的增益，该带宽模式引脚(BW)可连接至 $+V_S$ ，用来改变补偿并将放大器的增益带宽积提升至1 MHz。另外，将BW连接至 $-V_S$ 可获得200 kHz的增益带宽积。

设置增益

有几种方法配置AD8237。图65所示配置下的AD8237传递函数为：

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

其中：

$$G = 1 + \frac{R2}{R1}$$

表7. 各种增益的推荐电阻(1%电阻)

R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	增益
无	短路	1.00
49.9	49.9	2.00
20	80.6	5.03
10	90.9	10.09
5	95.3	20.06
2	97.6	49.8
1	100	101
1	200	201
1	499	500
1	1000	1001

虽然R2与R1之比决定增益，但电阻绝对值由设计人员选择。较大电阻值可降低功耗和输出负载；较小值可限制FB输入偏置电流和输入阻抗误差。若R1和R2的并联组合大于约30 kΩ则电阻开始导致噪声。为获得最佳输出摆幅和线性度，保持 $(R1 + R2) \parallel R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ 。

FB引脚上的偏置电流取决于共模和差分输入阻抗。可通过将阻值为 $R1 \parallel R2$ 的电阻与REF引脚串联而降低共模输入阻抗的FB偏置电流误差，如图66所示。在较高增益下，此电阻可与 $R1$ 值相同。

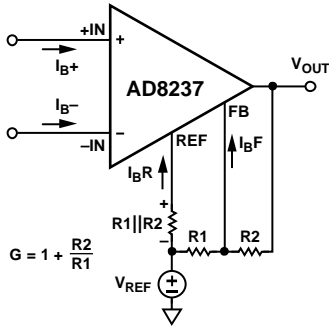


图66. 消除FB输入偏置电流的误差

通过消除差分输入阻抗误差，某些应用或许能利用对称的输入跨导放大器，如图67所示。若源电阻已知，将 $R1$ 和 $R2$ 并联组合设为与 R_s 相同值可实现这一目的。若实际电阻值迫使 $R1$ 和 $R2$ 的并联组合小于 R_s ，则可在FB输入端添加一个串联电阻，补偿电阻值的差距。

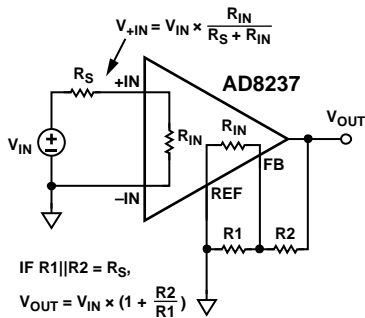


图67. 消除输入阻抗误差

增益精度

不同于大多数仪表放大器，AD8237的增益精度取决于两个增益设置电阻的相对匹配，而非单个外部电阻。例如，如果两个电阻具有完全相同的绝对值，则增益无误差。相反，两个1%电阻在高增益下可造成约2%的最大增益误差。根据增益公式，增益设置电阻的温度系数失配可增加仪表放大器电路的增益漂移。由于这些外部电阻不必匹配任何片内电阻，具有良好TCR跟踪的电阻可实现极佳的增益漂移而无需使用低绝对值的TCR。

为获得最佳性能，保持两个输入对(+IN和-IN, FB和REF)在相似的DC和AC共模电压下。这有两个好处。对于DC共模而言，这样做可以最大程度地降低AD8237的增益误差。对于AC共模而言，可获得更佳的频率响应。存在一个最大速率，在该速率下ALS电路可转换共模电压，如图27所示。由于这一限制，当两个输入对的AC共模电压互相匹配时，可实现最佳大信号频率响应。例如，若负输入为固定电压，且正输入由信号驱动，则反馈输入随正输入的变化而改变；因此，两个输入对的AC共模电压相同。图25和图26显示了这一效应。

时钟馈通

AD8237使用非重叠时钟执行斩波和ALS功能。输入电压-电流放大器在约27 kHz下执行斩波。

虽然它集成了内部纹波抑制电路，但在某些配置下输出端可观察到这些时钟频率的布线数及其谐波。当带宽超出时钟频率时，这些纹波通常为 $100 \mu\text{V RTI}$ 。在瞬时脉冲后可能更大，但会返回正常值，这在建立时间规格中已有描述。输出端的馈通数量取决于增益和带宽模式。最差情况是处于高带宽模式下，在时钟纹波超出放大器带宽之前，增益可接近40。对某些应用而言，可能需要在AD8237之后放置一个额外的滤波器以消除纹波。

输入电压范围

AD8237的容许输入范围远比传统架构简单。为了让AD8237的传递函数生效，输入电压应遵循以下两条规则：

- 保持差分输入电压不超过图14所示的限值：约为 \pm (总电源电压 - 1.2)V。
- 保持输入(包括REF和FB引脚)和输出电压在额定电压范围内，即供电轨附近。

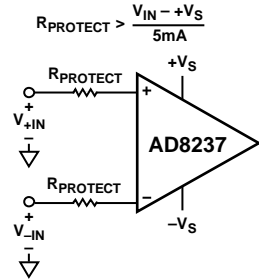
由于输出摆幅完全与输入共模电压无关，无任何六边形曲线或复杂公式可供遵循，且放大器对具有变化共模的输入信号无任何输出摆幅限制。

AD8237

输入保护

若不使用外部保护，则保持AD8237的输入在绝对最大额定值电压内。若应用要求电压超出这些额定值，则可在AD8237的输入端串联输入保护电阻，将电流限制在5 mA。例如，若 V_s 为3 V且输入端可能产生10 V的过载电压，则在输入端串联一个至少为 $(10\text{ V} - 3\text{ V})/5\text{ mA} = 1.4\text{ k}\Omega$ 的保护电阻。

POSITIVE VOLTAGE PROTECTION:



NEGATIVE VOLTAGE PROTECTION:

$$R_{\text{PROTECT}} > \frac{-V_s - V_{\text{IN}}}{5\text{mA}}$$

图68. 针对大输入电压的保护电阻

过滤射频干扰

AD8237片内集成RFI滤波器，适用于大多数应用。对于需要额外射频抑制的应用，可使用外部RFI滤波器，如图69所示。

$$\text{DIFFERENTIAL FILTER CUTOFF} = \frac{1}{2\pi R (2C_D + C_C)}$$

$$\text{COMMON-MODE FILTER CUTOFF} = \frac{1}{2\pi R C_C}$$

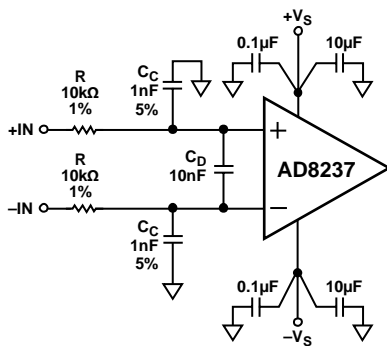
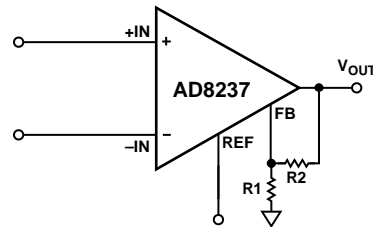


图69. 添加额外的RFI滤波功能

使用REF引脚

一般而言，仪表放大器中使用基准引脚有几个理由。它们提供物理隔离输入和输出接地的方式，避免输入端常见的接地反弹。它们还可用于实现输出信号的精密电平转换。如图65至图67所示配置中，基准引脚至输出的增益为单位增益，这在典型仪表放大器中非常普遍。由于基准引脚所起的作用与正输入没有区别，因此它能与增益一同使用，如图70所示。

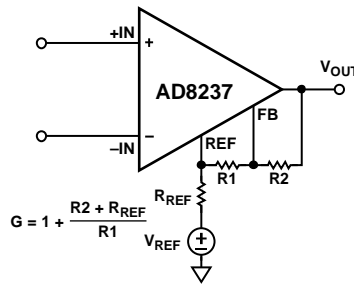
该配置在某些情况下非常有用，如直流消除伺服环路——它通常使用反相积分器驱动REF并补偿直流失调。这便要求对输入范围(尤其在REF端)和输出范围采取非常谨慎的态度。如图所示，所有三个输入电压均参考同一接地点，它可能需要等于低阻抗中间电源电压。



$$V_{\text{OUT}} = (V_{\text{REF}} + V_{\text{+IN}} - V_{\text{-IN}}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

图70. 施加增益至基准电压

传统仪表放大器架构需要使用低阻抗源驱动基准引脚。在这些传统架构中，基准引脚上的阻抗会降低CMRR和增益精度。而对于AD8237架构，基准引脚上的电阻对CMRR无影响。



$$G = 1 + \frac{R_2 + R_{\text{REF}}}{R_1}$$

图71. 使用基准电阻计算增益

基准引脚上的电阻会影响AD8237的增益，但如果此电阻是恒定的，可调整增益设置电阻进行补偿。例如，可使用如图72所示的分压器驱动AD8237。

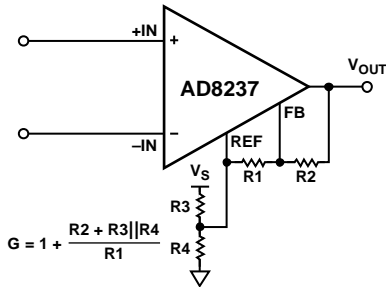


图72. 使用分压器设置基准电压

布局

整个频率范围内的共模抑制比

若布局不当，会导致部分共模信号转换为差分信号，而后传送至仪表放大器。正输入引脚路径与负输入引脚路径上存在不同的频率响应时，会进行信号转换。要获得最佳的CMRR与频率性能，须严格匹配每个路径上的阻抗。输入路径的附加源电阻(例如，用于输入保护)需要靠近仪表放大器的输入端放置，这样可以使其与印刷电路板(PCB)走线产生的寄生电容的相互作用降到最低。

电源

使用稳定的直流电压给仪表放大器供电。电源引脚上的噪声会对器件性能产生不利影响。欲了解更多信息，请参见图17至图20中的电源抑制比(PSRR)性能曲线。

尽可能靠近各电源引脚放置一个0.1 uF电容。如图73所示，离该器件较远的位置可以用一个10 uF钽电容。此电容设计为在低频率下生效，通常可由其他精密集成电路共享。集成电路间的走线应尽可能短，以便将走线寄生电感与共享电容的相互作用降到最低。若使用了单电源，则可省略 $-V_S$ 端的去耦电容。

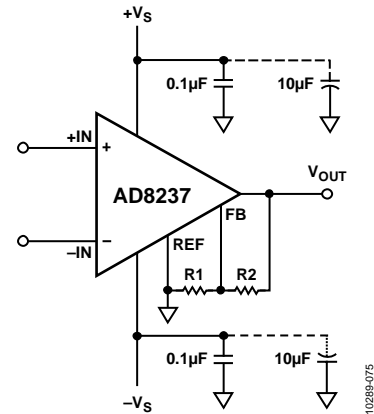


图73. 电源去耦、REF及输出以局部地为参考

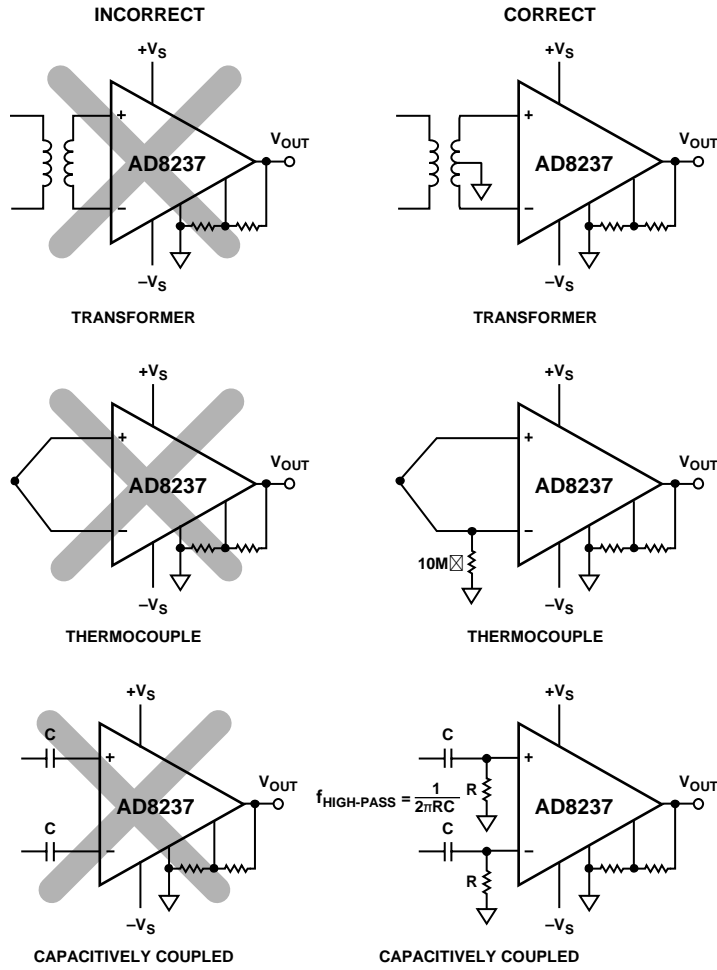
基准

AD8237的输出电压是相对于基准引脚上的电位而言的。应注意将REF连接至适当的局部地。

输入偏置电流返回路径

AD8237的输入偏置电流必须有一个对地的返回路径。当热电偶等信号源无法提供电流回路时，应创建一条返回路径，如图74所示。

AD8237



$$f_{\text{HIGH-PASS}} = \frac{1}{2\pi RC}$$

图74. 创建一条 I_{BIAS} 路径

10288-076

应用信息

电池电流监控器

AD8237的微功耗特性、独有的拓扑以及轨到轨输入使它成为电池供电电流检测应用的理想选择。如图75中所示进行配置时，针对充电和放电，AD8237能获得精确的高端电流测量。根据负载特性， $+V_S$ 可能需要进行RC去耦。使用开尔文检测技术可获得最精确的结果。

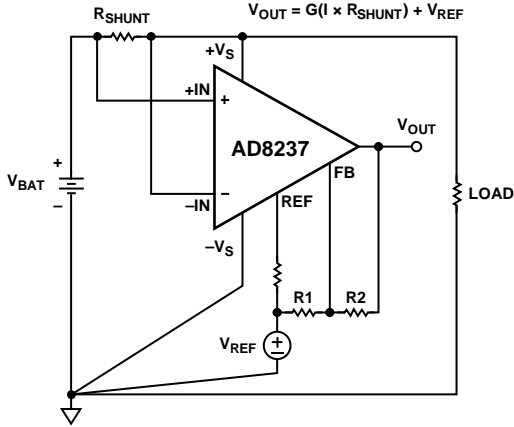


图75. 电池供电电流检测

10289-077

可编程增益仪表放大器

大多数集成式电路仪表放大器使用单个电阻设置增益，并位于低阻抗路径上。放置在增益设置引脚间的任意元器件都有电流流过，导致增益电阻增加。典型CMOS开关具有导通电阻 R_{ON} 。 R_{ON} 无法受到有效的控制，与输入电压呈非线性关系，并且具有高漂移特性。这在仪表放大器的输出端造成了大量的增益误差和失真。以前，这些 R_{ON} 问题使得构建精密可编程增益仪表放大器极为困难。采用AD8237的拓扑，开关可放置在高阻抗检测路径上，消除了寄生电阻效应。图76显示实现可编程增益的一种方法。某些应用可能得益于数字电位计的使用，而非多路复用器。

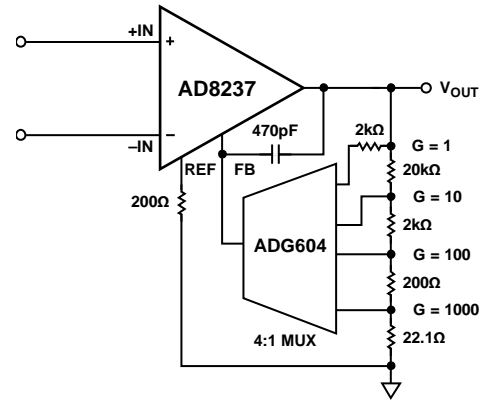


图76. 采用多路复用器的可编程增益

10289-078

AD8237

AD8237用于ECG前端

由于电极的半电池电位特性，心电图(ECG)电路工作时必然产生差分直流失调。针对该超电势的耐受性典型值为 $\pm 300\text{ mV}$ ；然而，某些情况下可能达到 1 V 或更高。由于ECG电路采用更低的电源电压，半电池电位问题更为突出，直接限制了可施加于第一级的增益。AD8237架构提供了解决这一问题的独特方案。若REF引脚未连接至增益设置网络，则输出和REF引脚间可连接低频反相积分器。由于AD8237对积分器输出施加增益，积分器只需摆动到直流失调处以便对其进行补偿，而无需摆动到直流失调乘以增益处。

采用这种系统架构，便可在仪表放大器级施加大数值增益，并且可大幅降低其余系统的要求。它还可降低仪表放大器之后设备在信号路径产生的噪声和失调误差。图77电路展示这种架构的核心概念。若系统需要，可添加额外运算放大器，如输入缓冲、滤波、以及受驱导联以改善性能。图中未显示去耦部分。

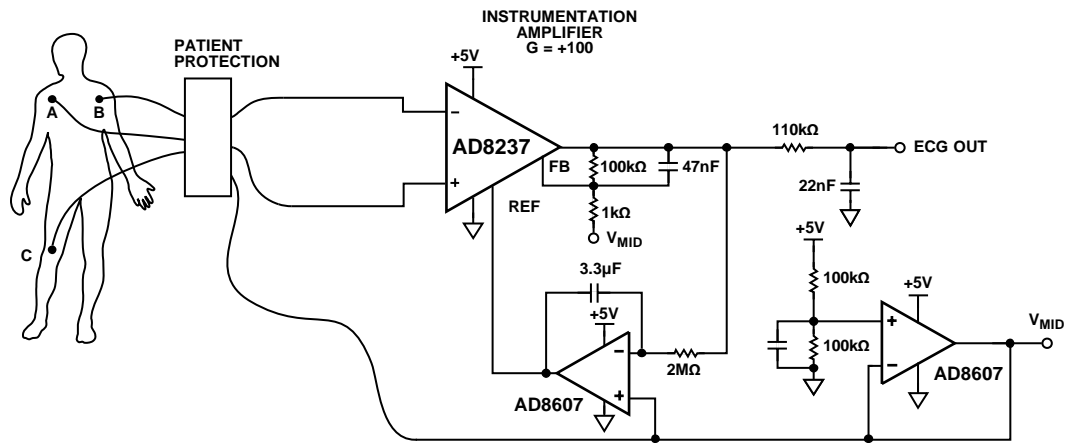
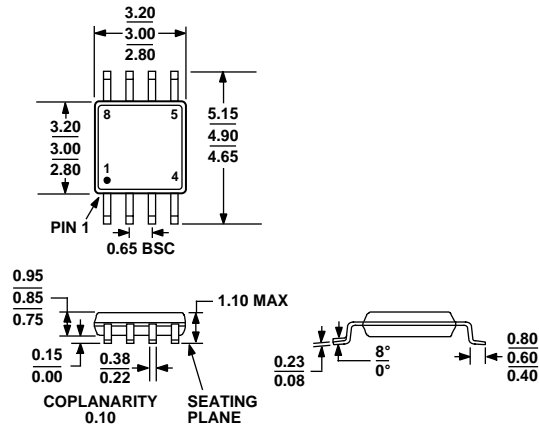


图77. ECG中的AD8237

110289-079

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

图78. 8引脚超小型封装[MSOP](RM-8) 尺寸单位: mm

订购指南

型号 ¹	温度范围	封装描述	封装	标识
AD8237ARMZ	-40°C至+125°C	8引脚超小型封装[MSOP], 卷带	RM-8	Y4H
AD8237ARMZ-R7	-40°C至+125°C	8引脚超小型封装[MSOP], 7英寸卷带和卷盘	RM-8	Y4H
AD8237ARMZ-RL	-40°C至+125°C	8引脚超小型封装[MSOP], 13英寸卷带和卷盘	RM-8	Y4H

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。

AD8237

注释