

产品特性

全集成式单导联ECG前端

低电源电流：170 μ A(典型值)

共模抑制比：80 dB(DC至60 Hz)

两个或三个电极配置

高信号增益($G = 100$)，带DC阻塞能力

2极点可调高通滤波器

接受高达 ± 300 mV的半电池电位

快速恢复功能减少了滤波器的建立时间

无使用约束运算放大器

3极点可调低通滤波器，带可调增益

导联脱落检测：交流或直流选择

集成右腿驱动(RLD)放大器

单电源供电：2.0 V至3.5 V

集成基准电压缓冲器产生虚拟地

轨到轨输出

内部RFI滤波器

8 kV HBM ESD额定值

关断引脚

20引脚4 mm 4 mm LFCSP封装

应用

健身及运动心率监护仪

便携式ECG

远程健康监测

游戏外围设备

生物电信号采集

概述

AD8232是一款用于ECG及其他生物电测量应用的集成信号调理模块。该器件设计用于在具有运动或远程电极放置产生的噪声的情况下提取、放大及过滤微弱的生物电信号。该设计使得超低功耗模数转换器(ADC)或嵌入式微控制器能够轻松地采集输出信号。

AD8232采用双极点高通滤波器来消除运动伪像和电极半电池电位。该滤波器与仪表放大器结构紧密耦合，可实现单级高增益及高通滤波，从而节约了空间和成本。

AD8232采用一个无使用约束运算放大器来创建一个三极点低通滤波器，消除了额外的噪声。用户可以通过选择所有滤波器的截止频率来满足不同类型应用的需要。

功能框图

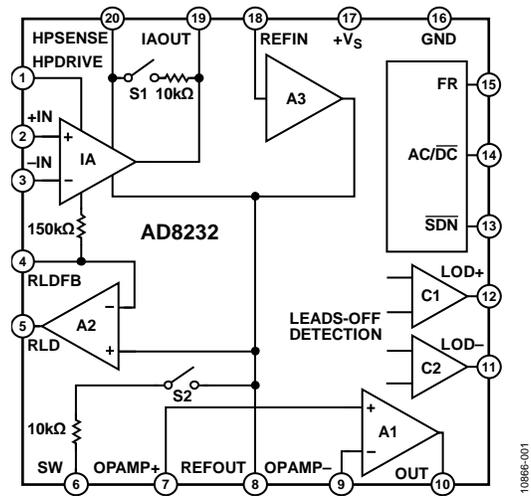


图1.

为了提高系统线路频率和其他不良干扰的共模抑制性能，AD8232内置一个放大器，用于右腿驱动(RLD)等受驱导联应用。

AD8232包含一项快速恢复功能，可以减少高通滤波器原本较长的建立长尾现象。如果放大器轨电压发生信号突变(如导联脱离情况)，AD8232将自动调节为更高的滤波器截止状态。该功能让AD8232可以实现快速恢复，因而在导联连接至测量对象的电极之后能够尽快取得有效的测量值。

AD8232采用4 mm \times 4 mm、20引脚LFCSP封装。额定温度范围为0°C至70°C，能在-40°C至+85°C的范围内工作。

Rev. A

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 ©2012–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

目录

产品特性	1	待机操作.....	19
应用	1	输入保护.....	19
功能框图	1	射频干扰(RFI)	20
概述	1	电源调整与旁路.....	20
修订历史	2	折合到输入端的失调.....	20
技术规格	3	布局建议.....	20
绝对最大额定值	5	应用信息	21
ESD警告.....	5	消除电极失调.....	21
引脚配置和功能描述	6	高通滤波.....	21
典型性能参数.....	7	低通滤波和增益.....	23
仪表放大器性能曲线.....	7	驱动模数转换器.....	23
运算放大器性能曲线.....	10	驱动电极.....	23
右腿驱动(RLD)放大器性能曲线.....	13	应用电路	24
基准电压缓冲器性能曲线.....	14	心脏附近心率测量	24
系统性能曲线.....	15	运动应用：在双手处测量心率	24
工作原理	16	心脏监护仪配置.....	25
架构概览.....	16	带运动伪像消除功能的便携式心脏监护仪	25
仪表放大器	16	封装和订购信息	27
运算放大器	16	外形尺寸.....	27
右腿驱动放大器.....	17	订购指南.....	27
基准电压缓冲器.....	17		
快速恢复电路.....	17		
导联脱落检测	18		

修订历史

2013年2月—修订版0至修订版A

更改表1.....	4
更改表2.....	6
更改图17.....	9
更改图22和图25.....	11
更改图34和图36.....	14
更改图45、“架构概览”部分和“仪表放大器”部分.....	17
更改“右腿驱动放大器”部分、“基准电压缓冲器”部分、“快速恢复电路”部分和图48；增加图46，重新排序.....	18
更改图49.....	19
更改“交流导联脱落”部分和“待机操作”部分.....	20

更改“折合到输入端的失调”部分	21
更改图53和“高通滤波”部分	22
更改“其它高通滤波选项”部分；增加表4.....	23
更改“低通滤波和增益”部分；增加“驱动模数转换器”部分和图61.....	24
更改图62、图64和“心脏附近心率测量”部分	25
更改“应用练习：在双手处测量心率”和图66.....	26
更改图68.....	27

2012年8月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明, $V_S = 3\text{ V}$, $V_{REF} = 1.5\text{ V}$, $V_{CM} = 1.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, FR=低电平, SDN=高电平, AC/DC=低电平。

表1.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
仪表放大器						
共模抑制比 (DC至60 Hz)	共模抑制比(CMRR)	$V_{CM} = 0.35\text{ V至}2.85\text{ V}$, $V_{DIFF} = 0\text{ V}$	80	86		dB
电源抑制比	电源抑制比(PSRR)	$V_{CM} = 0.35\text{ V至}2.85\text{ V}$, $V_{DIFF} = \pm 0.3\text{ V}$		80		dB
失调电压(RTI)	V_{OS}	$V_S = 2.0\text{ V至}3.5\text{ V}$	76	90		dB
仪表放大器输入 隔直输入 ¹				3	8	mV
平均失调漂移 仪表放大器输入 隔直输入 ¹				5	50	μV
输入偏置电流	I_B			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入失调电流	I_{OS}	$T_A = 0^\circ\text{C至}70^\circ\text{C}$		0.05		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入阻抗				50	200	pA
差分				1		nA
共模				25	100	pA
输入电压噪声(RTI)				1		nA
频谱噪声密度		$f = 1\text{ kHz}$		10 7.5		$\text{G}\Omega \text{pF}$
峰峰值电压噪声		$f = 0.1\text{ Hz至}10\text{ Hz}$		5 15		$\text{G}\Omega \text{pF}$
		$f = 0.5\text{ Hz至}40\text{ Hz}$				$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
输入电压范围		$T_A = 0^\circ\text{C至}70^\circ\text{C}$	0.2		$+V_S$	V
直流差分输入范围	V_{DIFF}		-300		+300	mV
输出						
输出摆幅		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		$+V_S - 0.1$	V
短路电流	I_{OUT}			6.3		mA
增益	A_V			100		V/V
增益误差		$V_{DIFF} = 0\text{ V}$		0.4		%
平均增益漂移		$V_{DIFF} = -300\text{ mV至}+300\text{ mV}$		1	3.5	%
带宽	BW	$T_A = 0^\circ\text{C至}70^\circ\text{C}$		12		ppm/°C
RF滤波器截止频率(每个输入端)				2		kHz
运算放大器(A1)				1		MHz
失调电压	V_{OS}	$T_A = 0^\circ\text{C至}70^\circ\text{C}$		1	5	mV
平均温度系数(TC)				5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流	I_B	$T_A = 0^\circ\text{C至}70^\circ\text{C}$		100		pA
输入失调电流	I_{OS}	$T_A = 0^\circ\text{C至}70^\circ\text{C}$		1		nA
输入电压范围				100		pA
共模抑制比	共模抑制比(CMRR)	$V_{CM} = 0.5\text{ V至}2.5\text{ V}$	0.1		$+V_S - 0.1$	nA
电源抑制比	电源抑制比(PSRR)					V
大信号电压增益	A_{VO}			100		dB
输出电压范围		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		$+V_S - 0.1$	V
短路电流限值	I_{OUT}			110		dB
增益带宽积	GBP					V
压摆率	SR			12		mA
电压噪声密度(RTI)	e_n	$f = 1\text{ kHz}$		100		kHz
峰峰值电压噪声(RTI)	e_{n-p-p}	$f = 0.1\text{ Hz至}10\text{ Hz}$		0.02		V/ μs
		$f = 0.5\text{ Hz至}40\text{ Hz}$		6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
				8		$\mu\text{V p-p}$

AD8232

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
右腿驱动放大器(A2)						
输出摆幅		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		$+V_S - 0.1$	V
短路电流	I_{OUT}			11		mA
积分器输入电阻			120	150	180	k Ω
增益带宽积	GDP			100		kHz
基准电压缓冲器(A3)						
失调误差	V_{OS}	$R_L > 50\text{ k}\Omega$		1		mV
输入偏置电流	I_B			100		pA
短路电流限值	I_{OUT}			12		mA
电压范围		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		$+V_S - 0.7$	V
直流导联脱落比较器						
阈值电压				$+V_S - 0.5$		V
迟滞				60		mV
传播延迟				0.5		μ s
交流导联脱落检测器						
方波频率	F_{AC}		50	100	175	kHz
方波幅度	I_{AC}			200		nA p-p
阻抗阈值		+IN和-IN之间	10	20		M Ω
检测延迟				110		μ s
快速恢复电路						
开关		S1和S2				
导通电阻	R_{ON}		8	10	12	k Ω
关断泄漏				100		pA
窗口比较器		任一供电轨		50		mV
阈值电压				2		μ s
传播延迟						
开关时序特性						
反馈恢复开关导通时间	t_{SW1}			110		ms
滤波器恢复开关导通时间	t_{SW2}			55		ms
快速恢复电路复位时间	t_{RST}			2		μ s
逻辑接口						
输入特性						
输入电压(AC/DC和FR)						
低	V_{IL}			1.24		V
高	V_{IH}			1.35		V
输入电压(SDN)						
低	V_{IL}			2.1		V
高	V_{IH}			0.5		V
输出特性		LOD+和LOD-引脚				
输出电压						
低	V_{OL}			0.05		V
高	V_{OH}			2.95		V
系统规格						
静态电源电流		$T_A = 0^\circ\text{C}$ 至 70°C		170	230	μ A
关断电流		$T_A = 0^\circ\text{C}$ 至 70°C		210		μ A
				40	500	nA
				100		nA
电源电压范围			2.0		3.5	V
额定温度范围			0		70	$^\circ\text{C}$
工作温度范围			-40		+85	$^\circ\text{C}$

¹ 折合到仪表放大器输入端的失调。更多信息参见“折合到输入端的失调”部分。

绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
电源电压	3.6 V
输出短路电流持续时间	不定
最大电压(任意引脚 ¹)	+V _S + 0.3 V
最小电压(任意引脚 ¹)	-0.3 V
存储温度范围	-65°C至+125°C
工作温度范围	-40°C至+85°C
最高结温	140°C
θ_{JA} 热阻 ²	48°C/W
θ_{JC} 热阻	4.4°C/W
ESD额定值	
人体模型(HBM)	8 kV
充电器件模型(FICDM)	1.25 kV
机器模型(MM)	200 V

¹ 此电平或最大额定电源电压(以较小者为准)表示任意引脚的电压上限。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以下。

² θ_{JA} 针对空气中的4层JEDEC电路板上的器件而规定。

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。

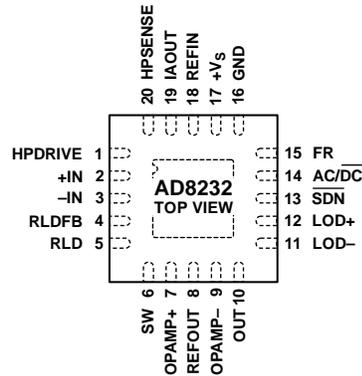
ESD警告



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



NOTES
1. CONNECT THE EXPOSED PAD TO GND OR LEAVE UNCONNECTED.

10886-002

图2. 引脚配置

表3. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	HPDRIVE	高通驱动器输出端。应将HPDRIVE连接到第一个高通滤波器中的电容。 AD8232驱动该引脚以保持HPSENSE与基准电压处在同一电平。
2	+IN	仪表放大器正输入端。+IN通常连接到左臂(LA)电极。
3	-IN	仪表放大器负输入端。-IN通常连接到右臂(RA)电极。
4	RLDFB	右腿驱动反馈输入端。RLDFB是右腿驱动电路的反馈引脚。
5	RLD	右腿驱动输出端。应将驱动电极(通常为右腿)连接到RLD引脚。
6	SW	快速恢复开关引脚。应将该引脚连接到第二个高通滤波器的输出端。
7	OPAMP+	运算放大器同相输入端。
8	REFOUT	基准电压缓冲器输出端。仪表放大器输出参考此电位。 应将REFOUT用作电路中需要参考信号的任何点的虚拟地。
9	OPAMP-	运算放大器反相输入端。
10	OUT	运算放大器输出端。此输出端提供经过完全调理的心率信号。 OUT可连接到ADC的输入端。
11	LOD-	导联脱落比较器输出端。在直流导联脱落检测模式下, 当与-IN电极断开连接时, LOD-处于高电平状态, 反之则处于低电平状态。在交流导联脱落检测模式下, LOD-始终处于低电平状态。
12	LOD+	导联脱落比较器输出端。在直流导联脱落检测模式下, 当+IN电极断开连接时, LOD+处于高电平状态, 反之则处于低电平状态。在交流导联脱落检测模式下, 当-IN或+IN电极断开连接时, LOD+处于高电平状态, 这两个电极都连接时则处于低电平状态。
13	SDN	关断控制输入端。将SDN驱动至低电平, 可进入低功耗关断模式。
14	AC/DC	导联脱落模式控制输入端。对于直流导联脱落模式, 应将AC/DC引脚驱动至低电平。 对于交流导联脱落模式, 应将AC/DC引脚驱动至高电平。
15	FR	快速恢复控制输入端。将FR驱动至高电平可启用快速恢复模式; 否则, 应将其驱动至低电平。
16	GND	电源地。
17	+Vs	电源引脚。
18	REFIN	基准电压缓冲器输入端。REFIN(高阻抗输入引脚)可用于设置基准电压缓冲器的电平。
19	IAOUT	仪表放大器输出引脚。
20	HPSENSE	仪表放大器的高通检测输入端。 应将HPSENSE连接到设置隔直电路转折频率的R与C结点。
	EP	裸露焊盘。裸露焊盘应接GND或保持不连接。

典型性能参数

除非另有说明, $V_S = 3\text{ V}$, $V_{REF} = 1.5\text{ V}$, $V_{CM} = 1.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

仪表放大器性能曲线

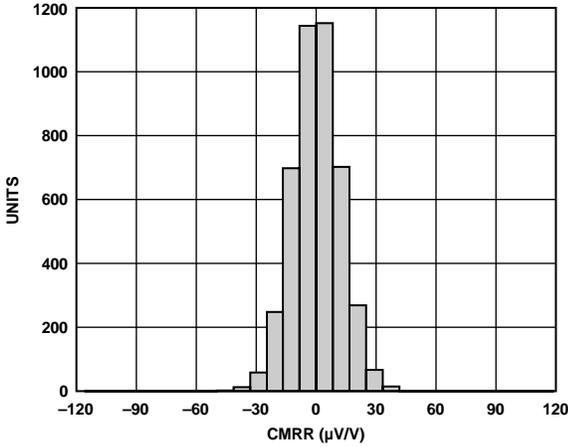


图3. 仪表放大器CMRR分布图

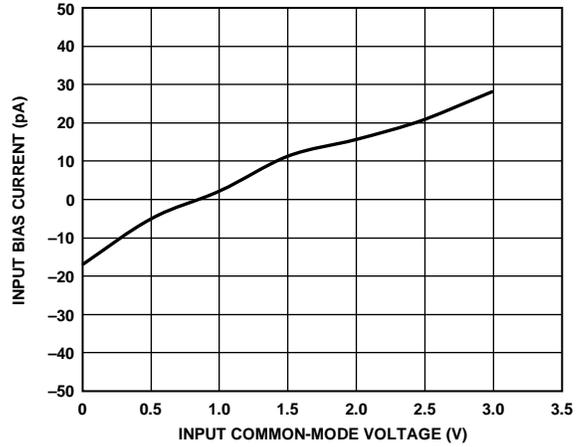


图6. 仪表放大器输入偏置电流与CMV的关系

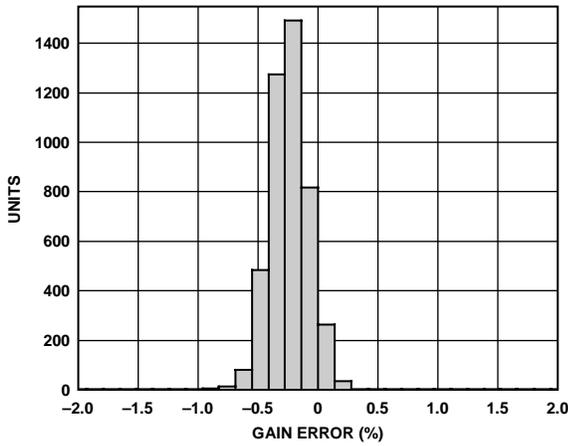


图4. 仪表放大器增益误差分布图

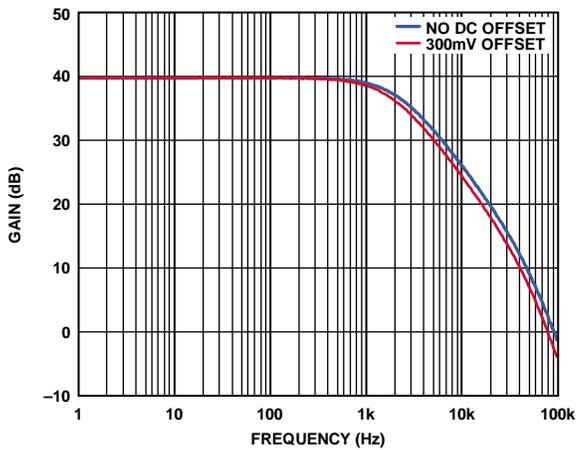


图7. 仪表放大器增益与频率的关系

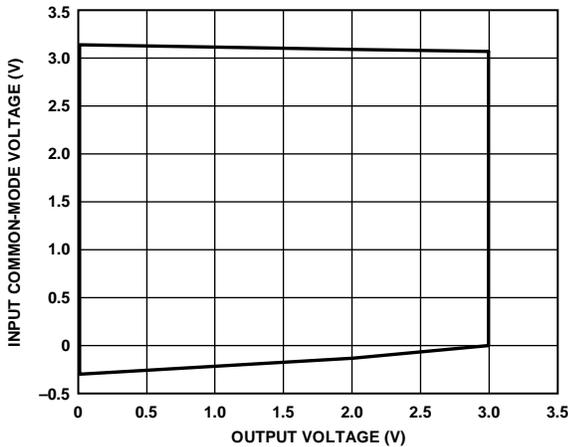


图5. 仪表放大器输入共模范围与输出电压的关系

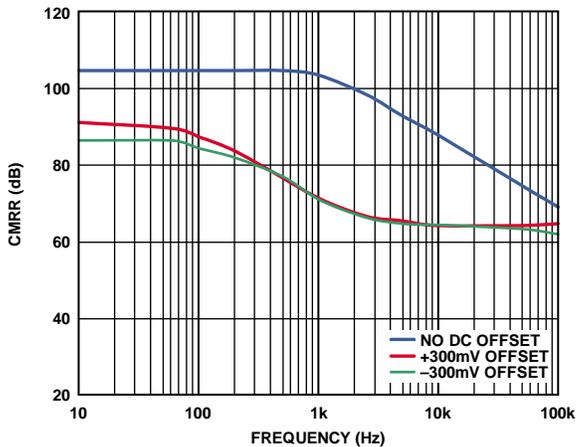


图8. 仪表放大器CMRR与频率的关系, RTI

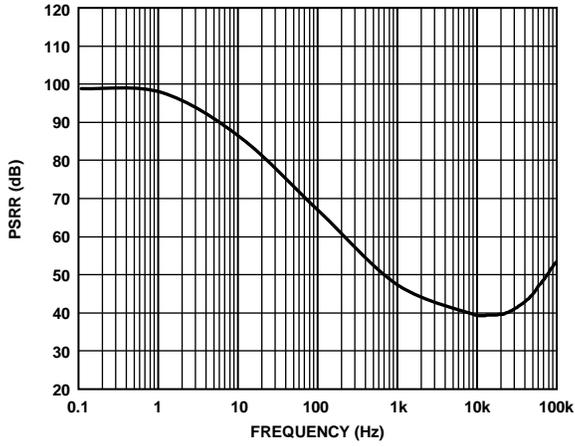


图9. 仪表放大器PSRR与频率的关系

10866-009

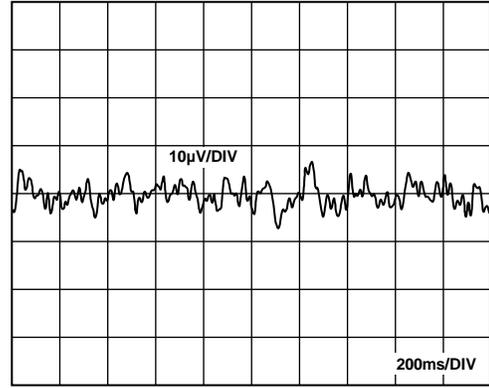


图12. 仪表放大器0.5 Hz至40 Hz噪声

10866-012

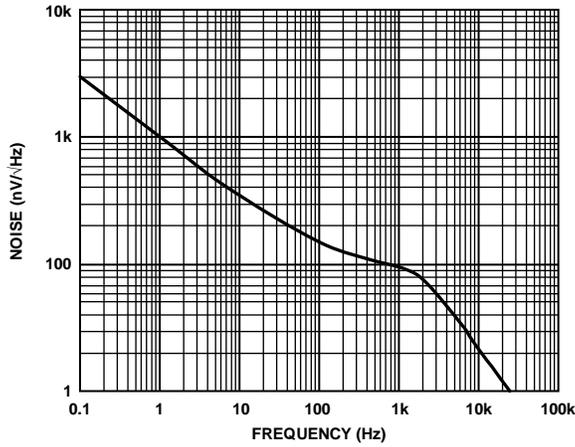


图10. 仪表放大器电压噪声频谱密度(RTI)

10866-010

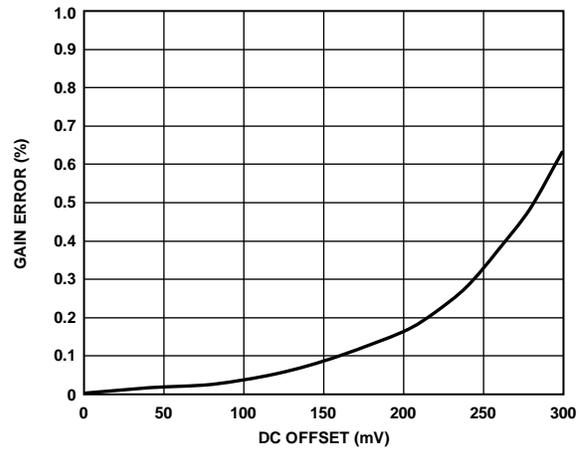


图13. 仪表放大器增益误差与直流失调的关系

10866-013

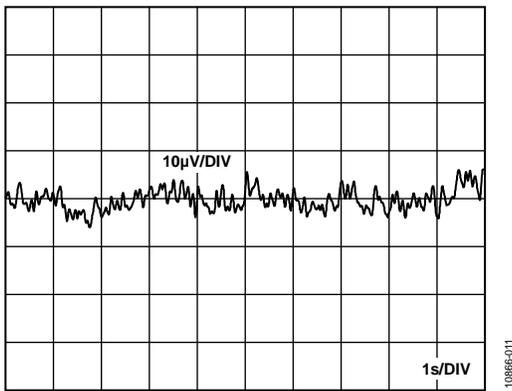


图11. 仪表放大器0.1 Hz至10 Hz噪声

10866-011

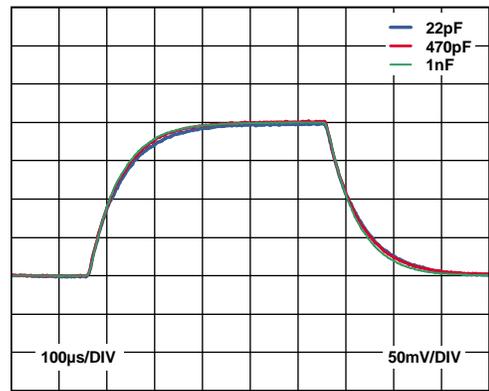


图14. 仪表放大器小信号脉冲响应

10866-014

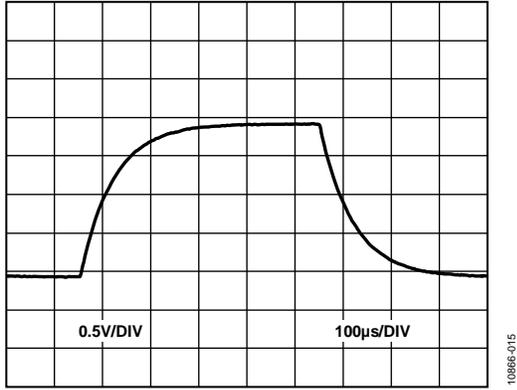


图15. 仪表放大器大信号脉冲响应

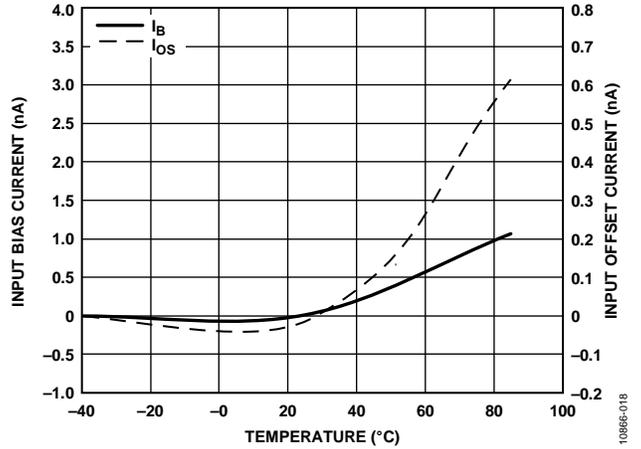


图18. 仪表放大器输入偏置电流和输入失调电流与温度的关系

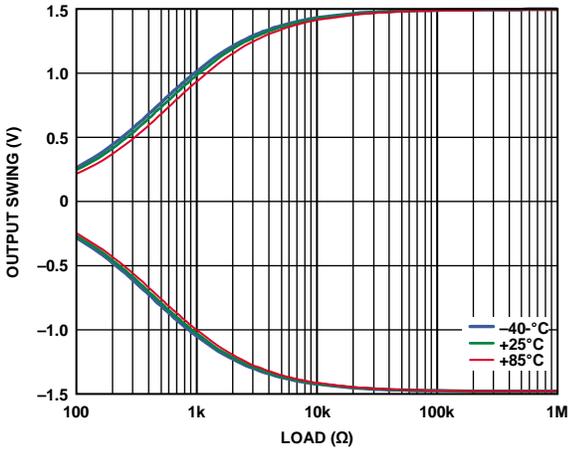


图16. 仪表放大器输出摆幅与负载的关系

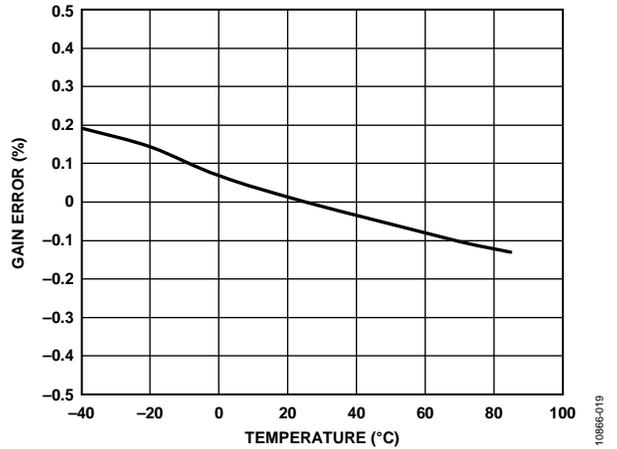


图19. 仪表放大器增益误差与温度的关系

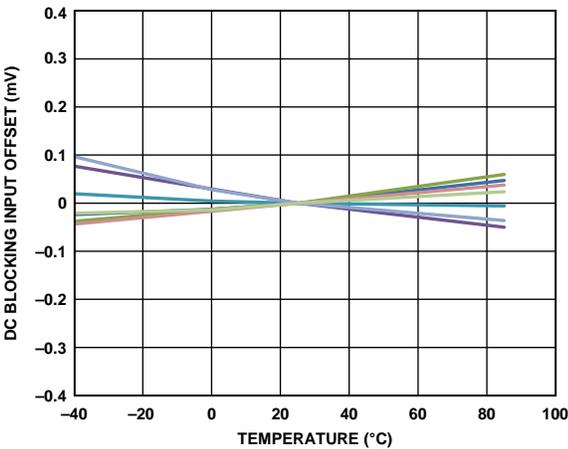


图17. 仪表放大器隔直输入失调漂移

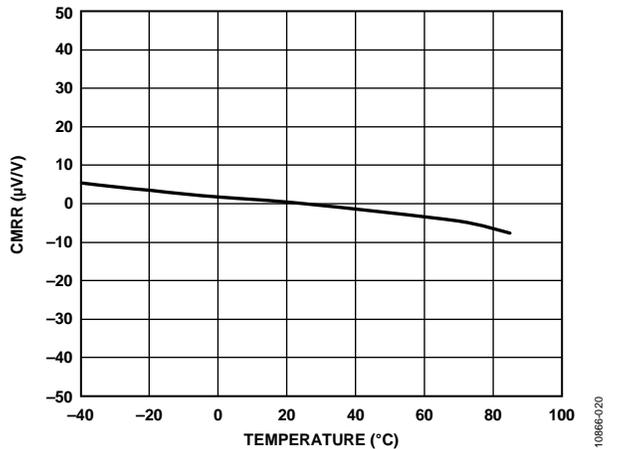


图20. 仪表放大器CMRR与温度的关系

运算放大器性能曲线

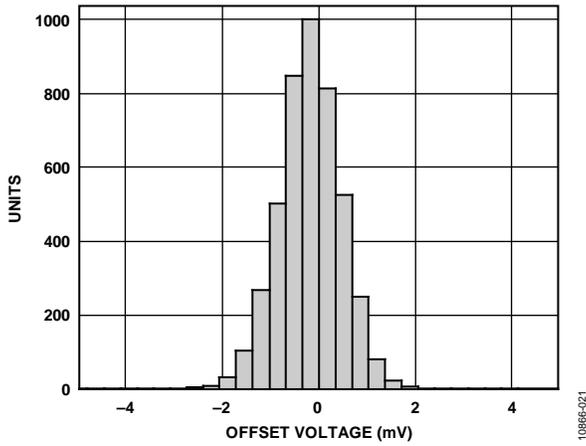


图21. 运算放大器失调分布图

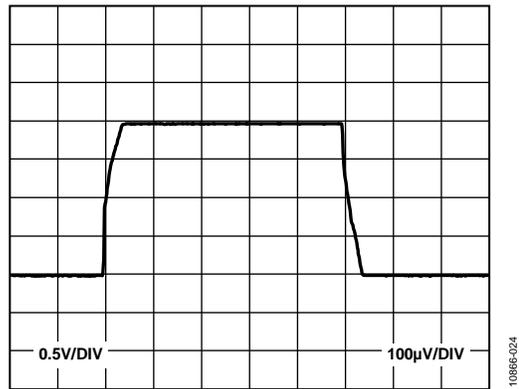


图24. 运算放大器大信号瞬态响应

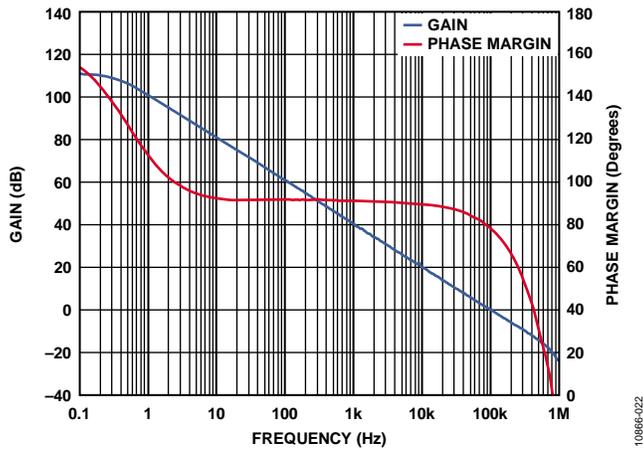


图22. 运算放大器开环增益和相位与频率的关系

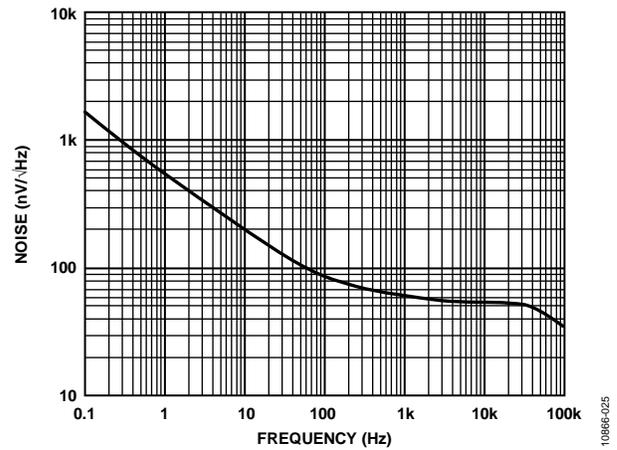


图25. 运算放大器电压噪声频谱密度与频率的关系

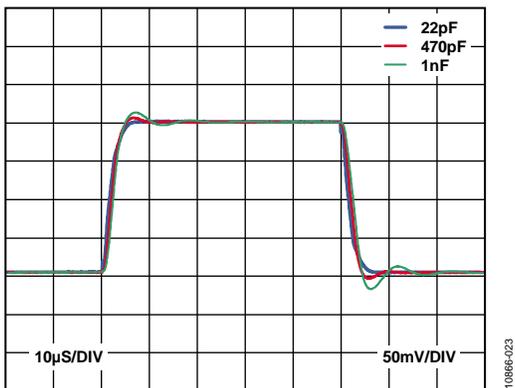


图23. 各种容性负载的运算放大器小信号响应

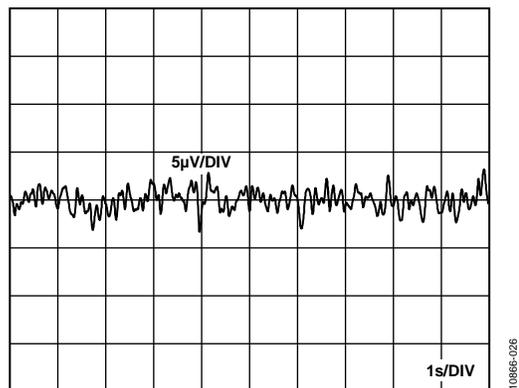


图26. 运算放大器0.1 Hz至10 Hz噪声

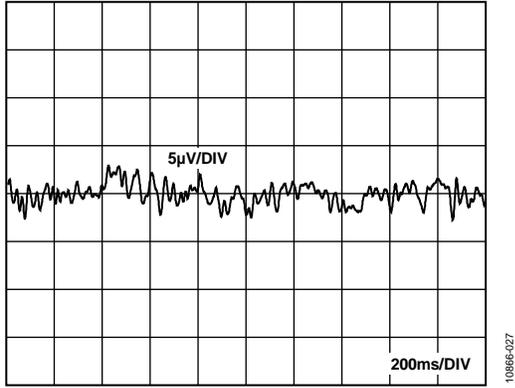


图27. 运算放大器0.5 Hz至40 Hz噪声

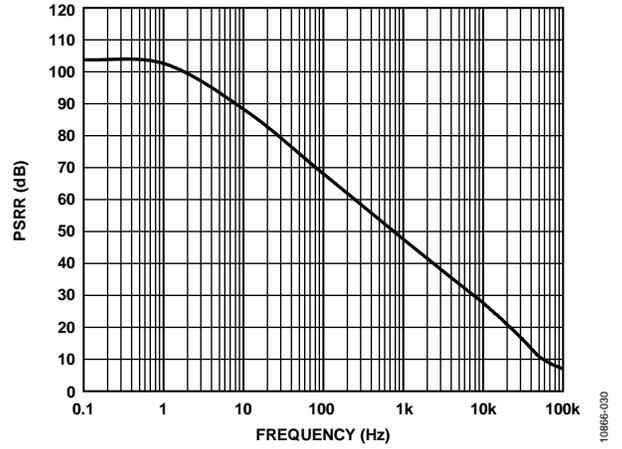


图30. 运算放大器电源抑制比

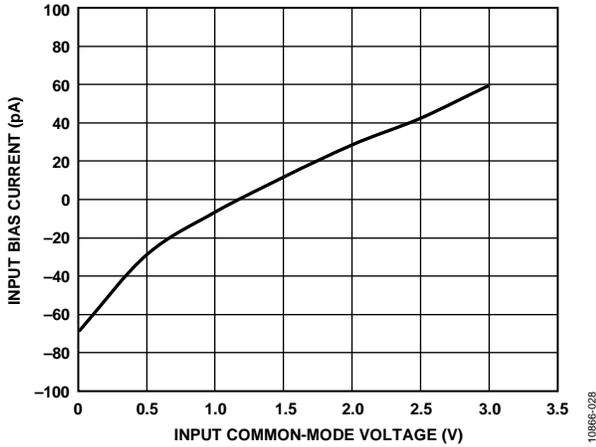


图28. 运算放大器偏置电流与输入共模电压的关系



图31. 运算放大器负载瞬态响应(100 µA负载变化)

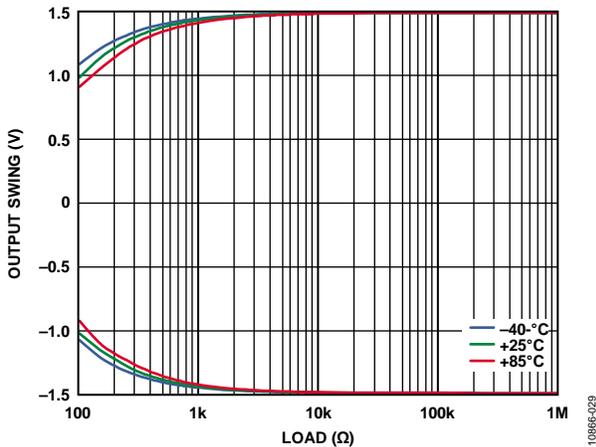


图29. 运算放大器输出电压摆幅与输出电流的关系

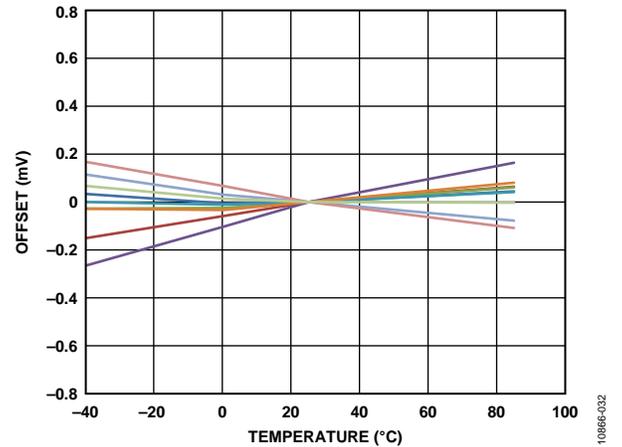
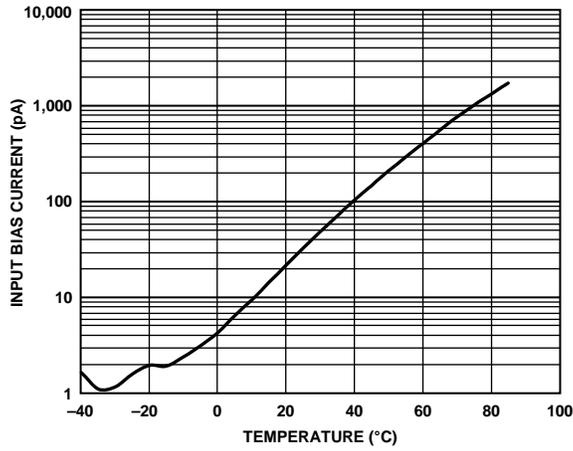


图32. 运算放大器失调与温度的关系



10866-033

图33. 运算放大器偏置电流与温度的关系

右腿驱动(RLD)放大器性能曲线

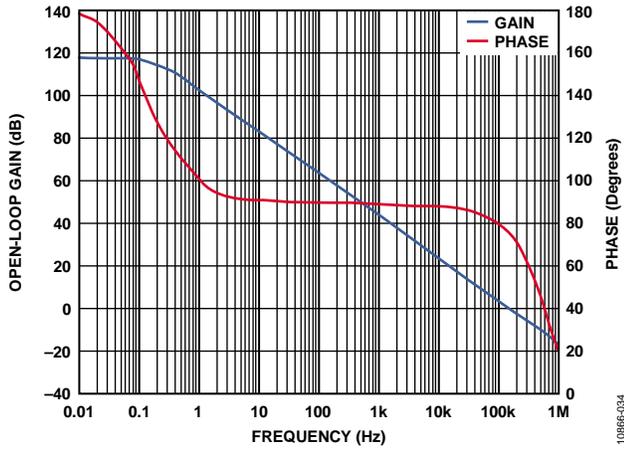


图34. RLD放大器开环增益和相位与频率的关系

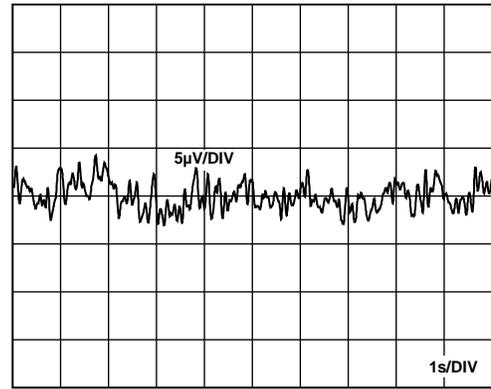


图37. RLD放大器0.1 Hz至10 Hz噪声

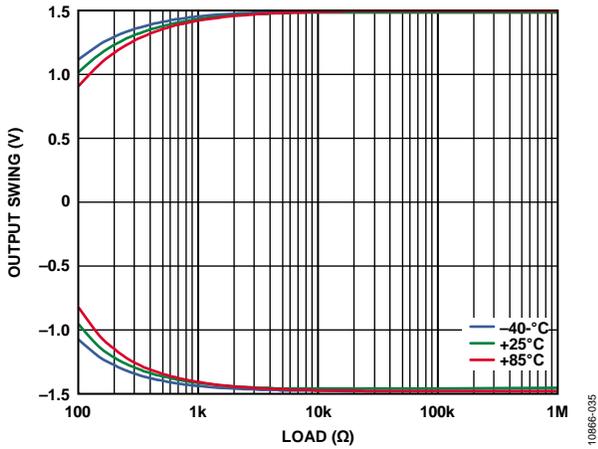


图35. RLD放大器输出电压摆幅与输出电流的关系

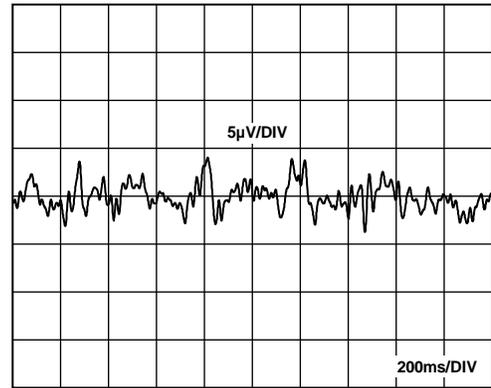


图38. RLD放大器0.5 Hz至40 Hz噪声

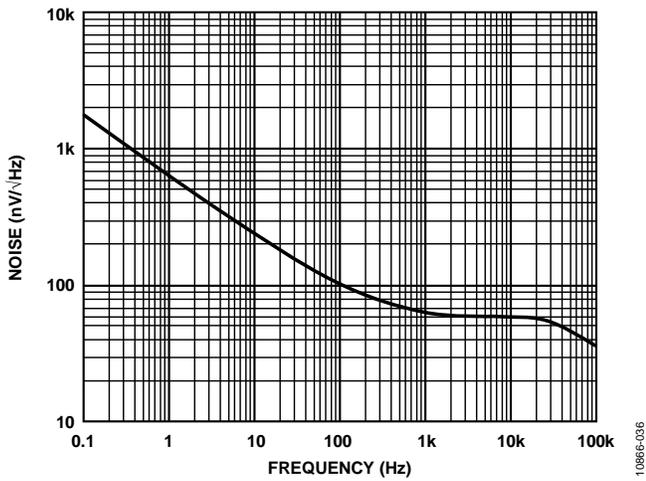


图36. RLD放大器电压噪声频谱密度与频率的关系

基准电压缓冲器性能曲线

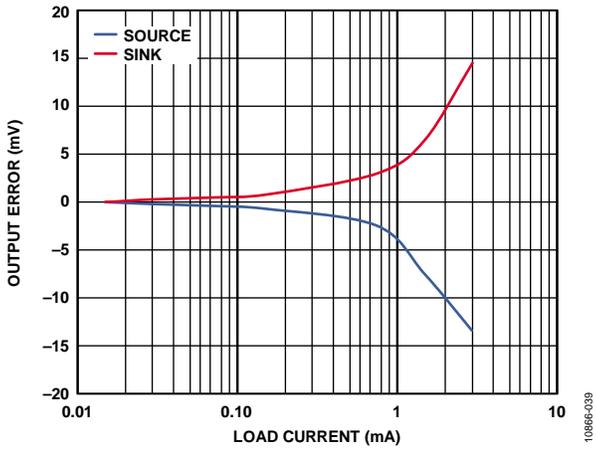


图39. 基准电压缓冲器负载调整率

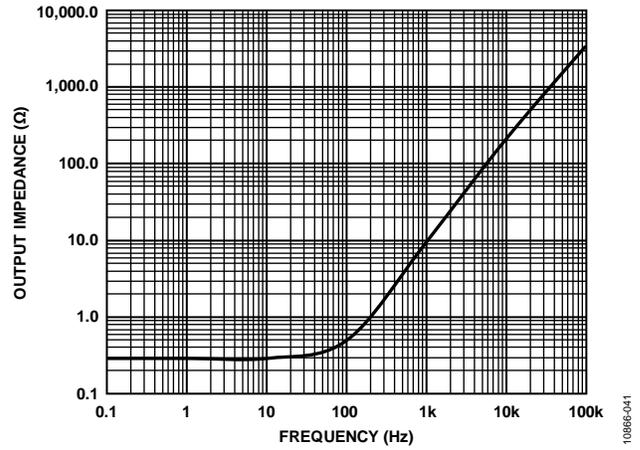


图41. 基准电压缓冲器输出阻抗与频率的关系

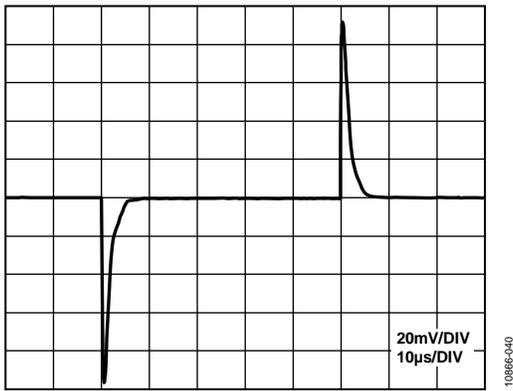


图40. 基准电压缓冲器负载瞬态响应(100 μ A负载变化)

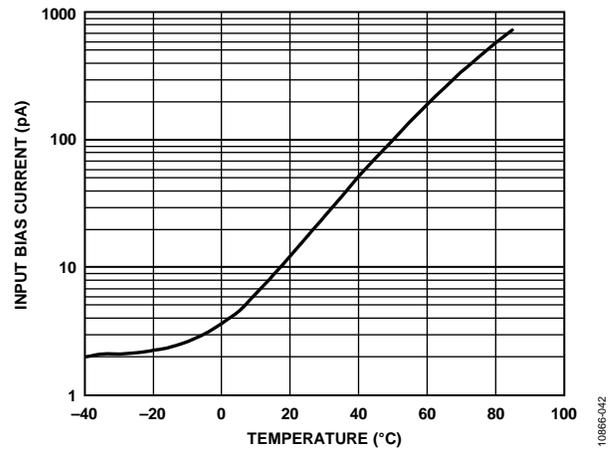


图42. 基准电压缓冲器偏置电流与温度的关系

系统性能曲线

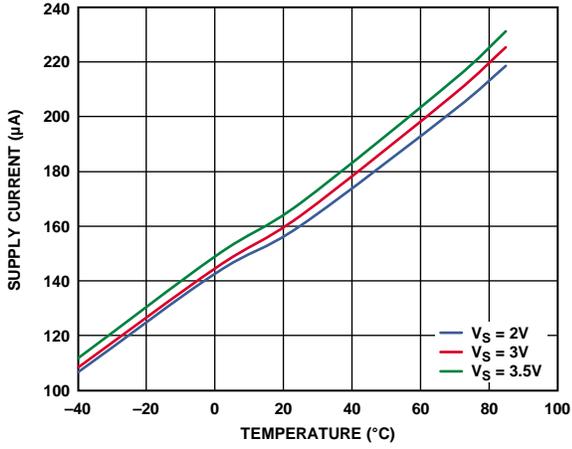


图43. 电源电流与温度的关系

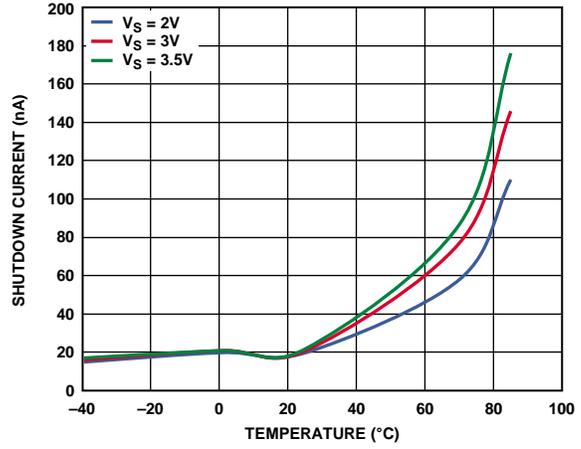


图44. 关断电流与温度的关系

工作原理

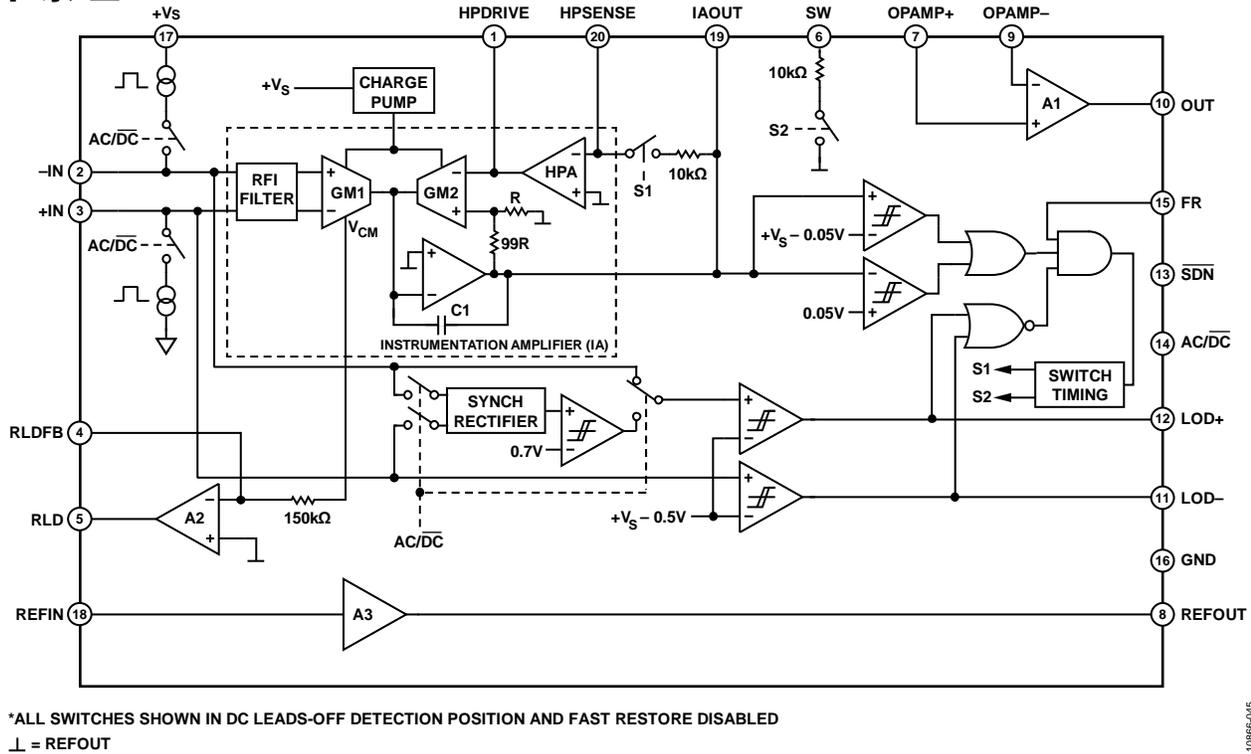


图45. 原理示意图

架构概述

AD8232是一款集成前端，适用于对心脏生物电信号进行信号调理来进行心率监护。它内置一个专用仪表放大器（IA）、一个运算放大器（A1）、一个右腿驱动放大器（A2）和一个中间电源电压基准电压缓冲器（A3）。此外，AD8232内置导联脱落检测电路和一个自动快速恢复电路，该电路可在导联重新连接后迅速恢复信号。

AD8232集成专用仪表放大器，可放大ECG信号，同时抑制的电极半电池电位。这是通过间接电流反馈架构实现的，与传统方案相比，该架构还能减小尺寸和降低功耗。

仪表放大器

图45所示的仪表放大器由两个匹配良好的跨导放大器（GM1和GM2）、隔直放大器（HPA）和一个由C1和一个运算放大器构成的积分器组成。跨导放大器GM1产生一个与其输入电压成比例的电流。达到反馈要求时，跨导放大器GM2的输入端上即会出现大小相等的电压，从而匹配GM1产生的电流。这种差异会产生误差电流，该电流由电容C1进行积分。所得到的电压出现在仪表放大器的输出端。

该放大器的反馈由GM2通过两个独立的路径施加：两个电阻对输出信号进行分频，以设置100的总增益，而隔直放大器则对与基准电平的任何偏差进行积分。因此，GM1输入端上高达 ± 300 mV的直流失调会以相同幅度但相位相反的方式出现在GM2的输入端，始终不会导致目标信号出现饱和。

为了增大仪表放大器的共模电压范围，一个电荷泵对两个跨导放大器的电源电压进行升压。这样可以进一步防止该放大器在有大共模信号的情况下（如线路干扰）出现饱和。电荷泵采用内部振荡器工作，后者频率设置为500 kHz左右。

运算放大器

这款通用运算放大器（A1）是一种轨到轨器件，可用于提供低通滤波和额外增益。下文将详细介绍并提供使用此运算放大器的电路示例。

右腿驱动放大器

右腿驱动(RLD)放大器使仪表放大器输入端上的共模信号反相。当右腿驱动输出电流注入对象时，它会抵消共模电压变化，从而改善系统的共模抑制性能。

仪表放大器输入端上的共模信号从跨导放大器GM1获得。然后，通过一个150 kΩ电阻连接到A2的反相输入端。

可在RLD FB和RLD引脚之间连接一个电容来构建一个积分器。从1 nF电容开始比较好，此时交越频率约为1 kHz(放大器具有反相单位增益时的频率)。这种配置可以在50 Hz至60 Hz的频率范围内产生约26 dB的开环增益来提供共模线路抑制。电容值越大，交越频率就越小，因此可用于抑制的增益就越小，进而会导致线路噪声增加。电容值越小，则交越频率就越大，因此增益会越大。不利的一面是较高的增益会导致系统不稳定，从而使右腿放大器的输出饱和。

请注意，使用此放大器驱动电极时，应在输出端串联一个电阻，将电流始终限制在10 uA以下，甚至故障条件下也应如此。例如，假设电源为3.0 V，考虑到元件和电源的变化，则该电阻应大于330 kΩ。

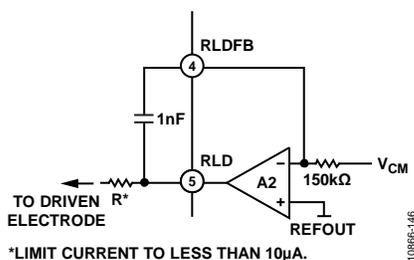


图46. 右腿驱动器电路的典型配置

在双电极配置中，可使用RLD通过10 MΩ电阻偏置输入，如“导联脱落检测”部分所述。若未使用RLD，则建议通过直接连接RLDFB至RLD，将A2配置为跟随器。

基准电压缓冲器

AD8232采用单电源供电。为简化单电源应用的设计，AD8232集成了一个基准电压缓冲器，以便在电源电压和系统地之间建立一个“虚拟地”。仪表放大器输出端的信号以此电压为参考。例如，若有零差分输入电压，则仪表放大器输出端的电压等于该基准电压。

基准电压电平通过REFIN引脚设置，具体可使用一个分压器，或者通过从电路中的一些其它位置(例如ADC基准电压源)驱动REFIN引脚来设置。该电压通过REFOUT引脚输出，供给滤波电路或用作ADC输入。

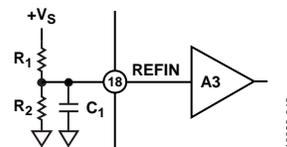


图47. 设置内置基准电压源

为了限制分压器的功耗，建议使用大电阻，如10 MΩ。设计人员必须牢记，电阻值较大会使干扰信号更易出现在基准电压缓冲器的输入端上。为了最大程度地减少噪声拾取，建议使各电阻相互靠近并尽可能靠近REFIN引脚。此外，应使用一个电容与分压器中较小的电阻并联，以提供额外滤波，如图47所示。注意，采用大电容时，噪声滤波效果较好，但上电后需要更长时间来建立基准电压。基准电压源建立到1%以内所需的总时间可以用以下公式估算：

$$t_{SETTLE_REFERENCE} = 5 \times \frac{R1R2C1}{R1+R2}$$

注意，通过关断引脚禁用AD8232不会使该电容放电。

快速恢复电路

由于ECG应用中高通滤波器采用低截止频率，信号建立时间可能长达数秒。该建立时间对用户而言可导致阶跃响应后出现令人沮丧的延迟，例如第一次连接电极时。

该快速恢复功能在内部实现，如图48所示。仪表放大器的输出端连接到窗口比较器。当其电压达到与任一供电轨相差50 mV时，该窗口比较器便会检测到仪表放大器输出端的饱和状态。

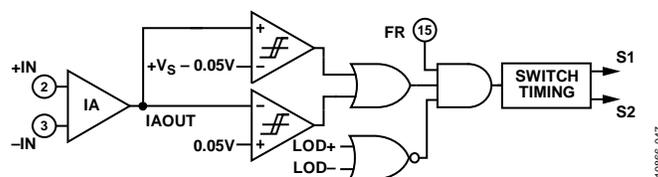


图48. 快速恢复电路

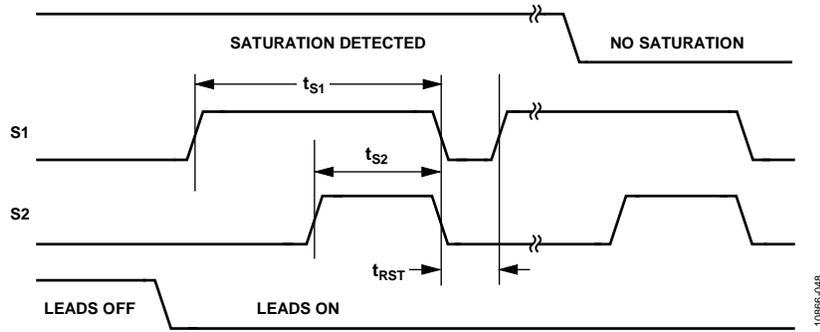


图49. 快速恢复开关的时序图(时间参考未按比例绘制)

当两个输入电极都连接到对象时，如果出现这种饱和状态，该比较器便会触发定时电路，后者会自动断开开关S1和开关S2(时序图见图49)。

这两个开关(S1和S2)使能两个不同的10 kΩ电阻路径：一个在HPSENSE和IAOUT之间，另一个在SW和REFOUT之间。在开关S1和开关S2使能期间，这些内部电阻与其对应的外部电阻并联，从而构成高通滤波器。其结果是，较低的等效电阻将电极切换到较高的频率，从而缩短建立时间。注意，快速恢复的建立时间取决于AD8232的内部10 kΩ电阻能多快使高通电路中的电容放电完毕。电容值越小，建立时间也越短。

如果时序结束时饱和状态仍然存在，周期会不断重复。否则，AD8232回到正常工作状态。如果任一导联脱落比较器输出表示某个电极已经断开连接，则会阻止触发定时电路，因为它假定没有有效信号。要禁用快速恢复，应将FR引脚驱动至低电平或将该引脚永久接GND。

导联脱落检测

AD8232带有导联脱落检测功能。其交流和直流检测模式分别针对双电极和三电极配置进行了优化。

直流导联脱落检测

直流导联脱落检测模式仅适用于三电极配置。它的工作原理是：检测何时任意仪表放大器输入电压与正供电轨相差不到0.5 V。这种情况下，每个输入端必须通过一个上拉电阻连接到正电源。正常工作期间，对象的电位必须处于仪表放大器的共模范围内，这只有在将第三个电极连接到右腿驱动放大器的输出端时才有可能。

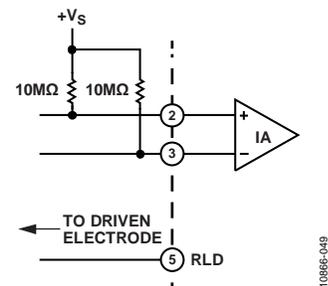


图50. 直流导联脱落检测的电路配置

在直流导联脱落模式中，AD8232独立检查每个输入，因此可以指示出哪个电极断开。AD8232通过将相应的LOD-或LOD+引脚设为高电平来指示断开的具体电极。若要使用该模式，应将AC/DC引脚接地。

交流导联脱落检测

仅使用两个电极时，交流导联脱落检测模式非常有用(无需使用驱动电极)。这种情况下，两个电极之间必须存在传导路径，该路径通常由两个电阻组成，如图51所示。

这两个电阻还为每个输入提供偏置反馈路径。应将每个电阻连接到REFOUT或RLD，以使输入保持在仪表放大器的共模范围内。

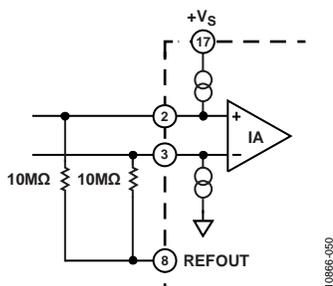


图51. 交流导联脱落检测的电路配置

AD8232通过强迫为输入端提供一个100 kHz的小电流来检测电极何时断开。此电流通过外部电阻从IN+流入IN-并在输入端产生一个差分电压，然后该电压经同步检测并与内部阈值进行比较。这两个外部电阻的建议值为10 MΩ。较低的电阻值会使差分压降过低而无法检测，同时会降低放大器的输入阻抗。当电极连接到对象时，该路径上的阻抗应低于3 MΩ，以便保持压降始终低于比较器阈值。

与直流导联脱落检测模式相反，AD8232只能确定有电极失去连接，但无法确定具体电极。这种情况下，LOD+引脚变为高电平。该模式中，LOD-引脚未使用并一直保持逻辑低电平状态。若要使用交流导联脱落模式，应将AC/DC引脚接正供电轨。

请注意，当REFOUT为恒定电压值时，使用RLD输出作为输入偏置对于抑制共模干扰而言可能更有效。

待机操作

AD8232配有一个关断引脚(SDN)，在要求低功耗的便携式应用中可以进一步提高灵活性和易用性。即使电源仍然开

启，也可以向该引脚施加一个逻辑电平信号来切换至关断模式。

通过将SDN引脚驱动至低电平，可将AD8232置于关断模式，此时功耗不到200 nA，能显著节省电能。若要进入正常工作模式，应将SDN驱动至高电平；不使用该功能时，应将SDN永久接+V_S。

关断期间，AD8232无法维持REFOUT电压，但也不会汲取REFIN电压，因此可以维持从电源到地的额外传导路径。

自关断状态出现时，高通滤波器上电容存储的电荷可使仪表放大器及其后各级饱和。可使用快速恢复功能来帮助缩短恢复时间，进而尽可能缩短功耗敏感型应用中的导通时间。

输入保护

AD8232的所有引脚均提供ESD保护。此外，输入结构支持直流过载条件：正电源以上的二极管压降和负电源以下的二极管压降。电源的二极管压降以外的电压会导致ESD二极管导通，使电流流过二极管。因此，对于电源电压以上的电压，应当用一个与各输入端串联的外部电阻来限制电流。无论何种情形，AD8232都能在室温下安全处理5 mA连续电流。

对于AD8232会遇到极端过载电压的应用，如心脏除颤器等，应当使用外部串联电阻和气体放电管(GDT)。霓虹灯通常用作GDT的廉价替代产品。这些器件可以处理大电压应用，但无法保持电压低于AD8232的绝对最大额定值。完整的解决方案中会利用附加电阻和低泄露箝位二极管(如BAV199或FJH1100)对任一供电轨进一步箝位。

作为安全措施，应在输入引脚和连接到对象的电极之间放置一个电阻，确保电流永不超过10 μA。该电阻值应等于AD8232的电源电压除以10 μA。

射频干扰(RFI)

在有大射频(RF)信号的应用中，一般都存在RF整流问题。该问题表现为输出端上的直流失调电压。AD8232在每个输入端具有15 pF栅极电容和10 kΩ电阻。这在每个输入端上构成一个低通滤波器，无需增加外部元件便可降低高频时的整流(见图53)。

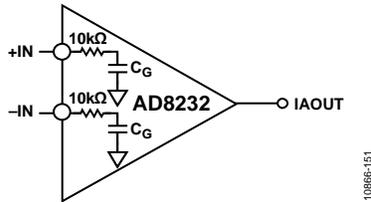


图52. 无外部电容的RFI滤波器

如需增强滤波功能，可与每个输入端并联一些附加电阻。这些电阻必须尽可能靠近仪表放大器的输入端。这些电阻还可用于提供过载和患者保护。

电源调整与旁路

AD8232设计为可直接采用3 V单电池供电，例如CR2032型电池。它还可以采用锂离子充电电池供电，但设计人员必须意识到，充电期间的电压可能会超过AD8232的绝对最大额定值。为避免损坏该器件，应使用一个电源开关或一个低功耗、低压差稳压器，例如ADP150。

此外，电源引脚上的噪声过高会降低器件性能。与所有线性电路一样，必须使用旁路电容来对片式电容去耦。应在电源引脚附近放置一个0.1 μF电容。离该器件较远的位置可以用一个1 μF电容。大多数情况下，其它集成电路可以共享该电容。注意，去耦电容过大会导致供电期间功耗增加。

折合到输入端的失调

由于仪表放大器的内部架构，它必须始终与隔直放大器一同使用，见图45中的HPA。

正如“工作原理”部分所述，隔直放大器会对折合到仪表放大器输入端的失调进行衰减。不过，只有隔直放大器用作积分器时才会如此。这种配置中，来自隔直放大器的输入失调占主导地位并会直接出现在仪表放大器的输出端。

如果隔直放大器用作跟随器，而不是作为积分器来发挥其目标功能，那么仪表放大器折合到输入端的失调会被放大100倍。

布局布线建议

必须遵循良好的布局布线做法，以优化系统性能。在低功耗应用中，多数电阻均采用较大的值，以尽可能减少额外功耗。使用高值电阻的挑战在于高阻抗节点更容易受到噪声拾取和电路板寄生效应(如电容和表面泄露)的影响。高阻抗节点之间的所有连接越短越好，以免引入额外噪声和误差而破坏信号。

为了在整个频率范围内保持高CMRR性能，输入走线应保持对称且长度匹配。应相对于每个输入端在相同位置放置安全和输入偏置电阻。此外，使用接地层可以显著改善系统的噪声抑制性能。

应用信息

消除电极失调

AD8232中的仪表放大器设计用于施加增益并同时滤除近直流信号。这使得它能够将微小ECG信号放大100倍，同时抑制高达±300 mV的电极失调。

为实现失调抑制，应在仪表放大器的输出端、HPSENSE和HPDRIVE之间连接一个RC网络，如图53所示。

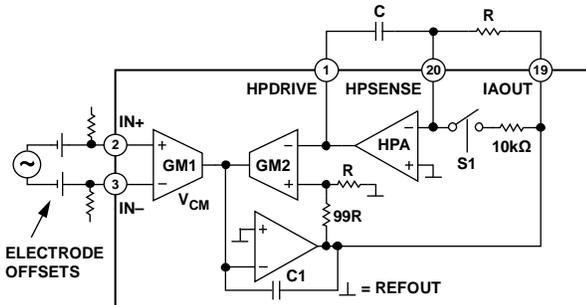


图53. 消除电极失调

该RC网络构成一个积分器，用于将任何近直流信号反馈给仪表放大器，从而消除失调，而又不会造成任何节点出现饱和，并同时保持高信号增益。

除阻止仪表放大器输入端上的失调以外，该积分器还用作高通滤波器，用于将基线漂移等慢速变化信号的影响降至最低。该滤波器的截止频率计算公式如下：

$$f_{-3dB} = \frac{100}{2\pi RC}$$

其中，R的单位为欧姆，C的单位为法拉。

注意，滤波器截止频率比通常预计的单极点滤波器要高100倍。由于仪表放大器的反馈架构，因此需使用仪表放大器的100增益对典型的滤波器截止频率公式进行修改。

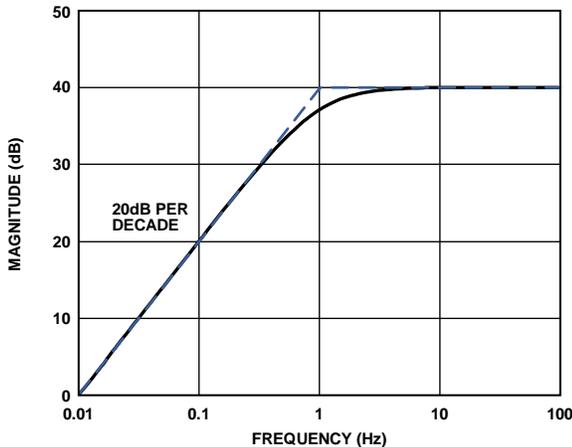


图54. 单极点隔直电路的频率响应

就与任何具有低截止频率的高通滤波器一样，直流失调上的任何快速变化都需要很长时间来建立。如果此类变化造成仪表放大器输出端出现饱和，S1开关会短暂使能10 kΩ电阻路劲，从而使截止频率变为：

$$f_{-3dB} = \frac{100(R + 10^4)}{2\pi RC(10^4)} \quad (1)$$

当R值大于100 kΩ时，公式1中的表达式可以近似表示为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{200\pi C}$$

较高的截止频率会缩短建立时间，从而使ECG信号得以更快地恢复。有关更多信息，请参见“快速恢复电路”部分。

高通滤波

AD8232可以采用更高阶的高通滤波器。滤波器阶数越高，伪像抑制性能就越好，但代价是更严重的信号失真，并且印刷电路板(PCB)上也需要更多的无源器件。

双极点高通滤波器

可通过在仪表放大器的输出端添加简单的交流耦合RC来实施双极点架构，如图55所示。

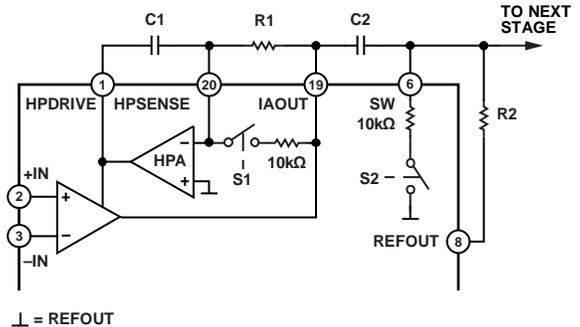


图55. 双极点高通滤波器原理图

注意，C2的右侧连接到SW引脚。就与S1一样，S2通过将10 kΩ电阻与R2并联，可以缩短该交流耦合网络的恢复时间。有关开关时序和触发条件的更多详细信息，请参见“快速恢复电路”部分。

注意，若该无源网络未缓冲，则在之后的低通滤波器输入端将表现出较高的输出阻抗，如Sallen Key滤波器拓扑结构。仔细选择器件可在无缓冲器的情况下产生良好结果。有关元件选型的更多信息，请参见“低通滤波和增益”部分。

其它高通滤波选项

除前文所述的拓扑结构之外，还可向隔直电路中添加额外的节点，以进一步抑制低频信号。这种配置如图56所示。

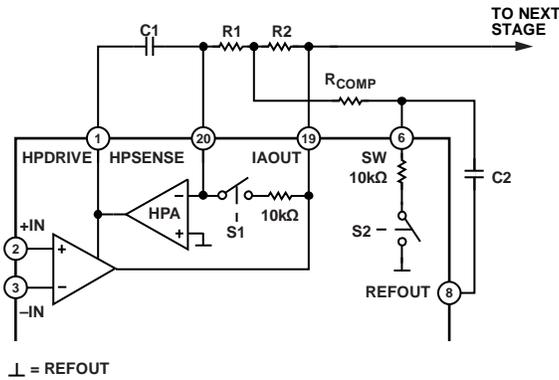


图56. 可选双极点高通滤波器原理图

该电路拓扑结构的另一个好处是，它允许利用较小的R和C值来提供较小的截止频率，并且可使用电阻 R_{COMP} 来控制滤波器的Q，从而实现窄带通滤波（针对心率监测）或最大带通平坦度（针对心脏监护）。

在这种拓扑结构中，滤波器衰减在极低频率下会变回单极点滚降。由于初始滚降为40 dB/十倍频程，因此变回20 dB/十倍频程对滤波器的带外低频信号抑制性能影响不大。

设计人员可以选择不同的值来实现所需的滤波器性能。为简化设计过程，选择元件值时可将以下建议作为起点。

$$R1 = R2 \geq 100 \text{ k}\Omega$$

$$C1 = C2$$

$$R_{COMP} = 0.14 \times R1$$

截止频率计算公式如下：

$$f_c = \frac{10}{2\pi\sqrt{R1 C1 R2 C2}}$$

当 R_{COMP} 的值是其它两个电阻值的0.14倍时，滤波器具有最平坦的带通。该电阻值越小，Q就越大，进而滤波器的峰值也就越大。注意， R_{COMP} 值极低可能会导致电路不稳定。根据上述标准选择各个值时，所得传递函数与图58所示类似。

表4. 高通滤波器选项比较

	滤波器阶数	元件数量	低频抑制	电容尺寸/数值	信号失真 ¹	输出阻抗 ²
图53	1	2	良好	大	低	低
图55	2	4	较好	大	中	较高
图56	2	5	较好	较小	中	低
图57	3	7	最佳	较小	最高	较高

¹ 针对等效转折频率位置。

² 输出阻抗指低通滤波器之前的高通滤波器的驱动能力。为了选择低通滤波器时具有一定的灵活性，要求具有低输出阻抗，如“低通滤波和增益”部分所述。

需要进一步提高低频抑制性能时，可在仪表放大器的输出端添加一个交流耦合网络来实施一个高阶高通滤波器，如图57所示。使用快速恢复功能时，为获得最佳建立时间响应，SW引脚应连接到交流耦合网络。

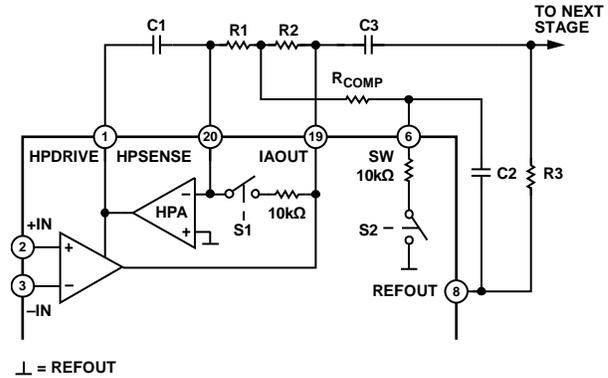


图57. 三极点高通滤波器原理图

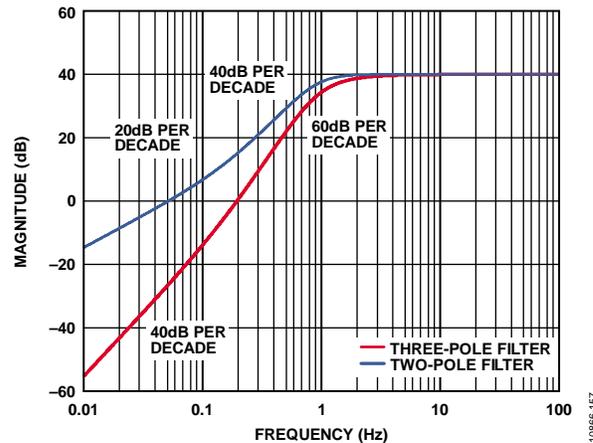


图58. 图56和图57所示电路的频率响应

为优化滤波器特性，建议在实际操作中仔细分析和调整所有元件值。一个有用的提示是，可减小 R_{COMP} 的值来提供有源滤波器的峰值，从而克服交流耦合网络引入的额外滚降。适当调整可产生最佳的带通平坦度。

高通滤波器的设计包括在信号失真、元件数量、低频抑制和元件尺寸之间进行权衡考虑。例如，单极点高通滤波器的信号失真程度最低，但其低频伪像抑制也是最差的。表4比较了推荐的滤波器选项。

低通滤波和增益

AD8232集成了一个非专用运算放大器，可用于提供额外增益和滤波。对于不需要高阶滤波器的应用，一个简单的RC低通滤波器应该就足够了，运算放大器则可缓冲或进一步放大信号。

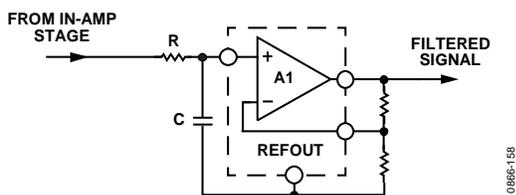


图59. 单极点低通滤波器和额外增益原理图

对于需要较陡滚降或较锐截止频率的应用，可采用Sallen-Key滤波器拓扑结构，如图60所示。

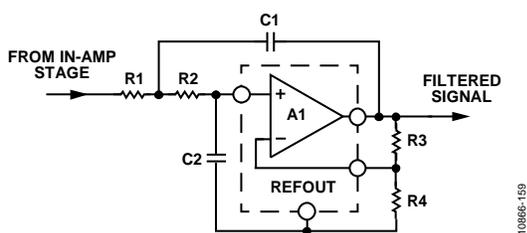


图60. 双极点低通滤波器原理图

以下公式分别描述低通截止频率、增益和Q：

$$f_c = 1/(2\pi\sqrt{R1 C1 R2 C2})$$

$$\text{增益} = 1 + R3/R4$$

$$Q = \frac{\sqrt{R1 \times C1 \times R2 \times C2}}{R1 \times C2 + R2 \times C2 + R1 \times C1(1 - \text{Gain})}$$

注意，更改增益会影响Q，反之亦然。Q的常见值为0.5(用于避免峰值)或0.7(用于实现最大平坦度和锐化截止频率)。在窄带应用中可以使用较大的Q值，以增加带通滤波器的峰值和选择性。

常见设计程序是设置 $R1 = R2 = R$ 和 $C1 = C2 = C$ ，因此截止频率和Q的表达式可简化为：

$$f_c = 1/(2\pi RC)$$

$$Q = \frac{1}{3 - \text{Gain}}$$

注意，可利用R3和R4设置增益来控制Q；不过，这会将增益限制在3以内。当增益值等于或大于3时，电路会变得不稳定。要允许较高的增益，一种简单的修改方法是使C2的值至少比C1大四倍。

必须注意，只有前一级的输出阻抗远小于Sallen-Key滤波器的输入阻抗时，上述设计公式才成立。当仪表放大器的输

出端和低通滤波器的输入端之间连接一个交流耦合网络且未使用缓冲器时，则情况并非如此。

要在没有缓冲器的情况下正确连接这两个滤波级，R1的值应至少比交流耦合网络的电阻(图55中标为R2)大十倍。

驱动模数转换器

AD8232具备驱动容性负载的能力，是无需额外缓冲器即驱动ADC的理想选择。然而，取决于不同的ADC输入架构，可能需要使用一个简单的低通RC网络对来自开关电容的瞬间输入(常见于现代ADC中)去耦。该RC网络还可用作额外的滤波器，帮助降低噪声和混叠。选择适当的R和C数值时，应遵循ADC数据手册中推荐的指南。

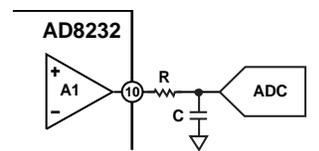


图61. 驱动ADC

驱动电极

驱动导联(或参考电极)通常用于将电源线及其它干扰源引入的共模电压影响降至最低。AD8232从仪表放大器的输入端提取共模电压，然后通过RLD放大器提供，以驱动相反信号进入患者体内。该功能使患者和AD8232之间的电压几乎保持恒定，从而极大地改善共模抑制性能。

作为安全措施，应在RLD引脚和连接到对象的电极之间放置一个电阻，确保电流永不超过 $10 \mu\text{A}$ 。该电阻值应等于AD8232的电源电压除以 $10 \mu\text{A}$ 。

AD8232利用一个积分器来驱动该电极，该积分器由一个内部 $150 \text{ k}\Omega$ 电阻和一个外部电容组成。选择积分器电容时应在线路抑制能力和稳定性之间进行权衡。电容应足够小，以在 50 Hz 和 60 Hz 附近维持尽可能多的环路增益，这两个频率是典型的线路频率。对于稳定性，积分器的增益应当小于环路中任何其它极点的单位频率，例如那些由患者自身电容和安全电阻组成的环路。该建议的应用电路采用一个 1 nF 的电容，线路频率的环路增益约为20，交越频率约为 1 kHz 。

在双导联配置中，RLD放大器可用于驱动输入端的偏置电流电阻。虽然不如真正的驱动电极有效，但是如果检测电极阻抗较小且匹配良好，这种配置可以在一定程度上改善共模抑制性能。

应用电路

心脏附近心率测量

对于可穿戴式运动器械，AD8232通常置于心脏附近的容器中。两个检测电极置于胸肌下面；无需使用驱动电极。由于从心脏到AD8232的距离很短，因此心脏信号很强并且肌肉伪像干扰较小。

在这种配置中，空间是首要考虑因素。通过尽量减少外部元件，图62中的电路针对尺寸进行了优化。

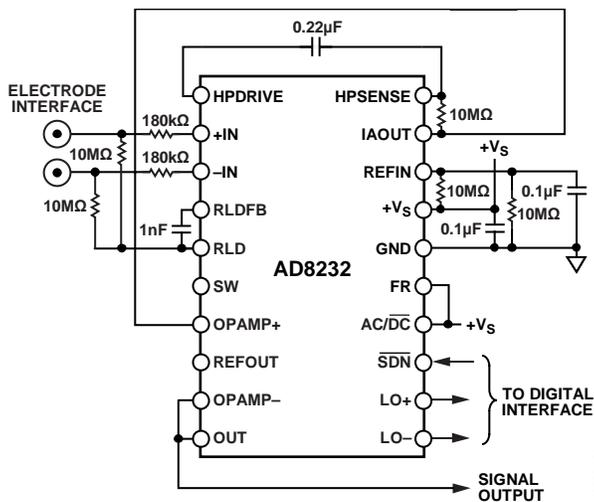


图62. 用于心脏附近心率测量的电路

从AD8232到心脏的距离越短，该应用越不容易受共模干扰影响。然而，由于未用于驱动电极，因此RLD可用来保持10 MΩ偏置电阻两端的中间量程电压，从而改善共模抑制性能。

单极点高通滤波器设为7 Hz，无低通滤波器。输出运算放大器上没有增益，因而可减少实现100总系统增益所需的电阻数。

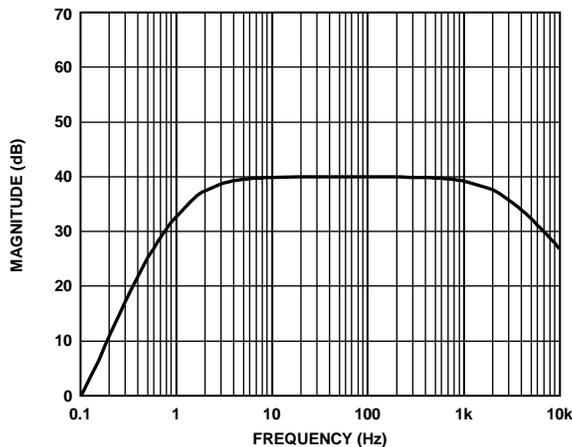


图63. 心脏附近心率测量电路的频率响应

这种配置中的输入引脚利用两个180 kΩ电阻来保护用户不受故障条件影响。两个10 MΩ电阻提供输入偏置。对于具有高输出阻抗的电极(例如布电极)，应使用较大的值。

原理图还显示了两个10 MΩ电阻，用于设置中间基准电压。若已有基准电压，可将其驱动至REFIN输入端，以去除这两个10 MΩ电阻。

运动应用：在双手处测量心率

本应用中利用不锈钢电极在双手处测量心率信号。用户手臂和上身运动会产生较大的运动伪像，并且长引线使得系统非常容易受到共模干扰影响。需要具有极窄的带通特性，以便将心脏信号与干扰信号区分开来。

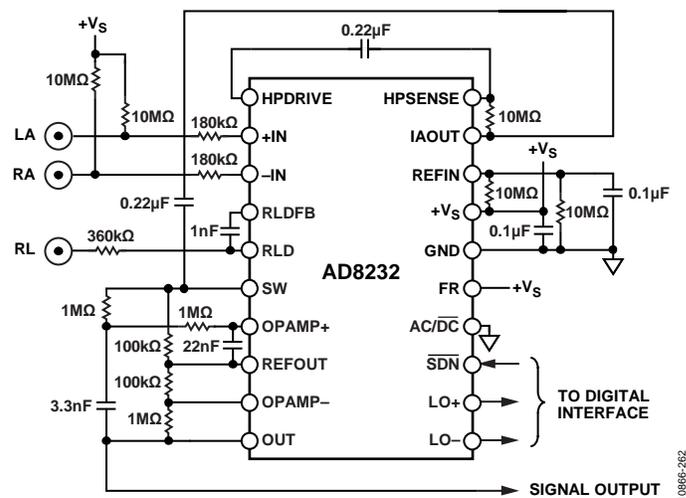


图64. 用于双手处心率测量的电路

图64所示电路采用一个设为7 Hz的双极点高通滤波器。该高通滤波器后接一个设为24 Hz的双极点低通滤波器，以消除任何其它伪像和线路噪声。

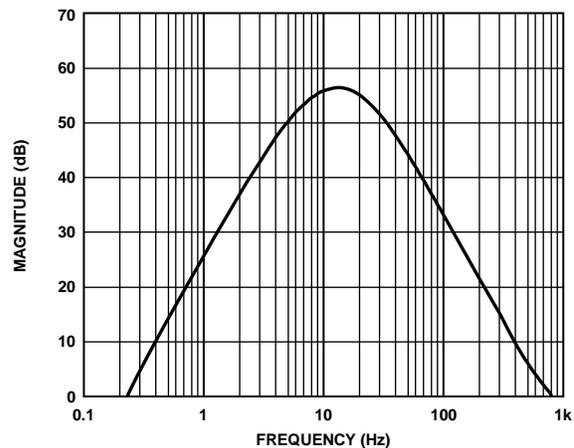


图65. 双手处心率测量电路的频率响应

AD8232

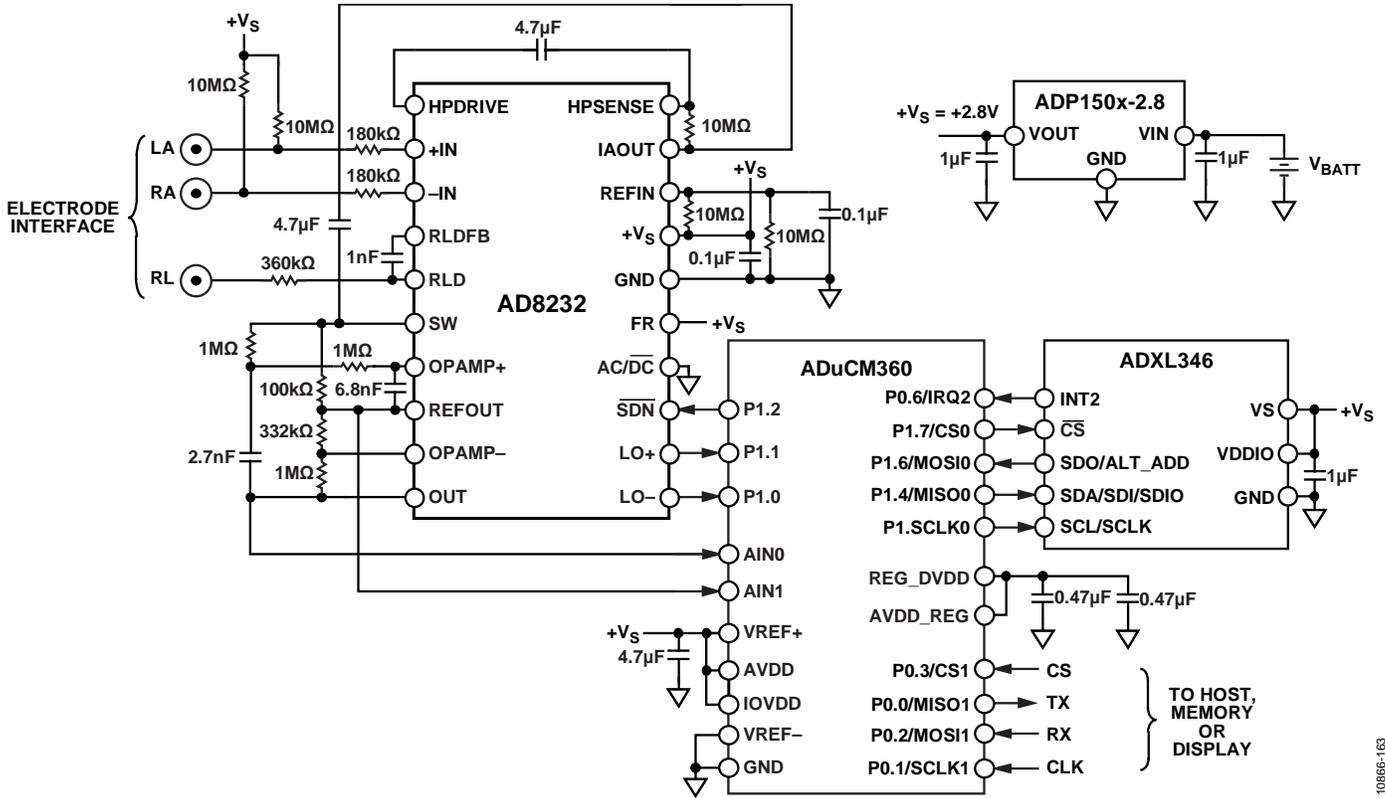
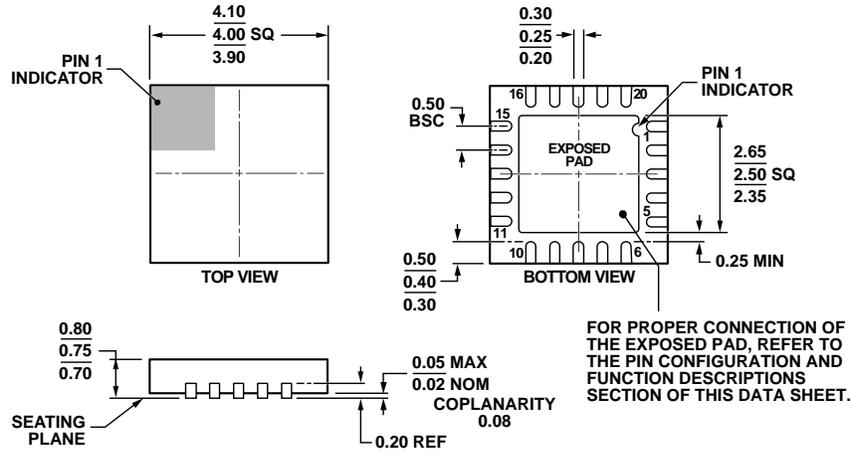


图68. 低功耗便携式心脏监护仪

10866-163

封装和订购信息

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGD.

图69. 20引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]
4 mm x 4 mm, 超薄体
(CP-20-10)
尺寸单位: mm

订购指南

型号 ¹	温度范围	封装描述	封装选项
AD8232ACPZ-R7	-40°C至+85°C	20引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-20-10
AD8232ACPZ-RL	-40°C至+85°C	20引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-20-10
AD8232ACPZ-WP	-40°C至+85°C	20引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-20-10
AD8232-EVALZ		评估板	

¹Z = 符合RoHS标准的器件。

注释