



《仪表放大器应用工程师指南》

(第3版)

—— ADI 智库出品 ——

ADI 智库

一站式电子技术宝库



仪表放大器应用工程师指南

第 3 版

[美] Charles Kitchin 和 Lew Counts 著

高光天 审译

All rights reserved. This publication, or parts thereof, may not be reproduced in any form without permission of the copyright owner.

Information furnished by Analog Devices, Inc. is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices, Inc. for its use.

Analog Devices, Inc. makes no representation that the Interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing or future patent rights, nor do the descriptions contained herein imply the granting of licenses to make, use, or sell equipment constructed in accordance therewith.

Specifications and prices are subject to change without notice.

©2006 Analog Devices, Inc. Printed in U.S.A.

G02678-15-9/06(B)

Simplified Chinese language edition by Analog Devices, Inc.

Copyright © 2007

本书中文简体专有翻译出版版权由 ADI 公司所有, 未经许可不得以任何形式或手段复制或抄袭本书内容。

Analog Devices, Inc.

目录

第 I 章—仪表放大器的基本原理	1-1
前言	1-1
仪表放大器与运算放大器的区别是什么?	1-1
信号放大与 CMR	1-1
运算放大器与仪表放大器的 CMR 比较	1-3
差分放大器	1-5
在何处使用仪表放大器和差分放大器?	1-5
数据采集	1-5
医用仪器	1-6
监测和控制电子设备	1-6
软件编程方面的应用	1-6
音频方面的应用	1-6
高速信号调理	1-6
视频方面的应用	1-6
功率控制方面的应用	1-6
仪表放大器的外部特性	1-6
表征高品质仪表放大器的其它特性是什么?	1-7
高 ACC 和 DC)CMR	1-7
低失调电压和低失调电压漂移	1-7
匹配的高输入阻抗	1-8
低输入偏置电流和低失调电流误差	1-8
低噪声	1-8
低非线性	1-8
增益选择方便	1-8
充裕的带宽	1-8
差分输入到单端输出的转换	1-9
R-R 输入和输出	1-9
电源与带宽、转换速率和噪声之间的关系	1-9
第 II 章—仪表放大器的内部原理	2-1
单运放减法放大器提供的仪表放大器功能	2-1
用输入缓冲器改进简单的减法放大器	2-1
三运放仪表放大器	2-2
三运放仪表放大器设计考虑	2-3
基本的双运放仪表放大器	2-4
双运放仪表放大器——单电源工作共模电压设计考虑	2-5
第 III 章—单片仪表放大器	3-1
优于用运放构成的仪表放大器	3-1
采用仪表放大器还是差分放大器?	3-1
单片仪表放大器设计——内部原理	3-1
高性能仪表放大器	3-2
低成本仪表放大器	3-5
引脚可设置精密增益仪表放大器	3-6
自稳零仪表放大器	3-8
固定增益(低漂移)仪表放大器	3-16
单电源仪表放大器	3-17
低功耗、单电源仪表放大器	3-19
增益可设置仪表放大器	3-20
第 IV 章—单片差分放大器	4-1
差分放大器产品	4-1
AD8205 差分放大器	4-3

增益调节	4-6
高频差分(接收器)放大器	4-9
第 V 章——仪表放大器的应用技巧	5-1
双电源工作	5-1
单电源工作	5-1
低电压、单电源电路中对真正 R-R IA 器件的需求	5-1
电源旁路、退耦和稳定性问题	5-1
输入接地回路的重要性	5-2
AC耦合单电源IA可提供充裕的	
输入和输出摆幅(“裕量”)	5-3
阻容耦合元件的选择和匹配	5-3
正确地驱动仪表放大器的参考输入端	5-4
电缆端接	5-5
仪表放大器的输入保护基本原理	5-5
防ESD和DC过载的输入保护	5-5
使用外接二极管的输入保护	5-8
防ESD和瞬态过载的输入保护	5-9
影响DC精度的设计问题	5-9
针对最低限失调电压漂移的设计	5-9
针对最低限增益漂移的设计	5-9
实用解决方案	5-11
方案1:采用优质的增益电阻	5-11
方案2:采用固定增益的仪表放大器	5-11
RTI和RTO误差	5-11
失调误差	5-12
噪声误差	5-12
减小仪表放大器电路中的RFI整流误差	5-12
设计实用的RFI滤波器	5-12
用试选法选择RFI滤波器元件值	5-14
具体的设计案例	5-15
用于AD620系列仪表放大器的RFI抑制电路	5-15
用于低功耗仪表放大器的RFI电路	5-15
用于AD623仪表放大器的RFI滤波器	5-16
AD8225RFI滤波器电路	5-16
用于AD8555传感器放大器的RFI滤波器	5-17
具有内置EMI/RFI滤波的仪表放大器	5-17
采用X2Y电容器的共模滤波器	5-19
用于仪表放大器RFI滤波器的共模RF扼流圈	5-20
RFI测试	5-21
采用低通滤波器提高信噪比	5-21
外部调节CMR和建立时间	5-23
第 VI 章——仪表放大器与差分放大器的应用电路	6-1
真差分输出仪表放大器电路	6-1
使用差分放大器测量高电压信号	6-1
精密电流源	6-3
用于PID回路的积分器	6-3
组合仪表放大器具有优良的高频CMR	6-3
采用AC激励的应变计测量	6-5
AD628精密增益电路的应用	6-6
为什么使用增益电路?	6-6
具有单极点LP滤波器的标准差分输入ADC缓冲器	6-6
改变输出比例系数	6-7

用一只外部电阻器将 AD628 的增益设置在 0.1 以下	6-7
具有双极点 LP 滤波的差分输入电路	6-8
用 AD628 构造精密增益电路	6-9
用 AD628 实现 +10 或 -10 精密增益电路	6-9
用 AD628 实现 +11 精密增益电路	6-10
用 AD628 实现 +1 精密增益电路	6-10
用前馈增加带宽提供 -9.91 增益	6-11
电流变送器抑制接地噪声	6-12
大幅度模拟输入 ADC 接口	6-13
高速同相求和放大器	6-15
高电压监测电路	6-16
48 V 总线精密监测电路	6-17
采用低端开关的高端电流检测	6-18
采用高端开关的高端电流检测	6-19
电机控制	6-19
电桥应用	6-19
典型电桥电路	6-19
单电源数据采集系统	6-20
低压降双极性电桥驱动器	6-20
传感器接口的应用	6-21
心电图仪的信号处理	6-21
远程负载检测技术	6-24
精密电压电流转换器	6-24
电流传感器接口	6-24
低功耗仪表放大器的输出缓冲	6-25
4 mA~20 mA 单电源接收器	6-26
单电源热电偶放大器	6-26
专业音频产品	6-26
第 VII 章—仪表放大器与现代 ADC 匹配	7-1
计算对 ADC 分辨率的要求	7-1
ADI 公司仪表放大器与现代 ADC 匹配	7-2
高速数据采集	7-7
用于高速数据采集的仪表放大器电路	7-8
附录 A—仪表放大器技术指标	A-1
(A) 技术指标(工作条件)	A-3
(B) CMR	A-3
(C) AC CMR	A-3
(D) 失调电压	A-3
(E) 输入偏置电流和失调电流	A-4
(F) 工作电压范围	A-4
(G) 静态电源电流	A-4
(H) 建立时间	A-5
(I) 增益	A-5
(J) 增益范围	A-5
(K) 增益误差	A-5
(L) 非线性误差	A-6
(M) 增益与温度的关系	A-6
(N) 单电源仪表放大器的关键技术指标	A-6
输入和输出电压摆幅	A-6
附录 B—差分放大器和仪表放大器选择表	B-1
索引	C-1
产品索引	D-1

参考文献

Brokaw, Paul. "An IC Amplifier Users' Guide to Decoupling, Grounding, and Making Things Go Right for a Change." Application Note AN-202. Analog Devices, Inc., 1990.

Jung, Walter. *IC Op Amp Cookbook*. 3rd ed. Prentice-Hall PTR, 1986, 1997, ISBN: 0-13-889601-1. This can also be purchased on the Web at <http://dogbert.abebooks.com>.

Jung, Walter. *Op Amp Applications Book*. Analog Devices Amplifier Seminar. Code: OP-AMP-APPLIC-BOOK. Call: (800) 262-5643 (US and Canadian customers only).

Kester, Walt. *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*. Analog Devices, Inc., 1999, Section 10. ISBN-0-916550-20-6. Available for download on the ADI website at www.analog.com.

Nash, Eamon. "Errors and Error Budget Analysis in Instrumentation Amplifier Applications." Application Note AN-539. Analog Devices, Inc.

Nash, Eamon. "A Practical Review of Common-Mode and Instrumentation Amplifiers." *Sensors Magazine*, July 1998.

Sheingold, Dan, ed. *Transducer Interface Handbook*. Analog Devices, Inc. 1980, pp. 28-30.

Wurcer, Scott and Jung, Walter. "Instrumentation Amplifiers Solve Unusual Design Problems." Application Note AN-245. *Applications Reference Manual*. Analog Devices, Inc.

致 谢

我们衷心感谢给予支持和帮助的 ADI 公司的以下同事： Moshe Gerstenhaber, Scott Wurcer, Stephen Lee, 高光天, Scott Pavlik, Henri Sino, Alasdair Alexander, Chau Tran, Andrew Tang, Tom Botker, Jim Bundock, Sam Weinstein, Chuck Whiting, Matt Duff, Eamon Nash, Walt Kester, Alain Guery, Chris Augusta, Claire Croke, Nicola O'Byrne, James Staley, Ben Doubts, Pdraig Cooney, Leslie Vaughan, Edie Kramer 和 Lynne Hulme。感谢 X2Y 科技有限公司的 David Anthony 和韦尔设计工程公司的 Steven Weir 提供了关于 X2Y 产品用于 RFI 抑制的详细应用信息。

非常感谢 ADI 公司高光天先生对本书在中文翻译方面的帮助，他对全书内容做了全面的技术审定。

最后，特别感谢 ADI 公司的通信服务团队，包括 John Galaxy, Alex Wong, Terry Gildred, Kirsten Dickerson 和 Kelley Moretta。

本书提到所有的品牌或者产品名称都属于各自所有权的商标或者注册商标。

Purchase of licensed components of Analog Devices or one of its sublicensed Associated Companies conveys a license for the purchaser under the Philips I²C Patent Rights to use these components in an I²C system, provided that the system conforms to the I²C Standard Specification as defined by Philips.

仪表放大器的基本原理

前言

仪表放大器有时被错误地理解。不是所有用于仪器仪表的放大器都是仪表放大器，并且所有的仪表放大器决不只用于仪器仪表。仪表放大器用于许多领域，从电机控制到数据采集以及汽车系统。本书的目的是阐述什么是仪表放大器，它如何工作，如何使用它以及在何处使用它等基本问题。另外，本书还介绍几种不同类型的仪表放大器。

仪表放大器与运算放大器的区别是什么？

仪表放大器是一种具有差分输入和相对参考端单端输出的闭环增益单元。大多数情况下，仪表放大器的两个输入端阻抗平衡并且阻值很高，典型值 $\geq 10^9 \Omega$ 。其输入偏置电流也应很低，典型值为 $1 \text{ nA} \sim 50 \text{ nA}$ 。与运算放大器一样，其输出阻抗很低，在低频段通常仅有几毫欧 ($\text{m}\Omega$)。

运算放大器的闭环增益是由其反向输入端和输出端之间连接的外部电阻器决定。与运算放大器不同的是，仪表放大器使用与其信号输入端隔离的内部反馈电阻网络。对仪表放大器的两个差分输入端施加输入信号，其增益既可由内部预置，也可以由用户将引脚连接到内部或者外部增益电阻器而设置，该增益电阻器也与信号输入端隔离。

图 1-1 示出一个电桥前置放大器电路，这是一种典型的仪表放大器应用。当检测信号时，电桥电阻器的阻值改变，使电桥失去平衡并且在电桥两端产生差分电压变化。该电桥的信号输出就是这种差分电压，其直接连接到仪表放大器的输入端。此外，恒定的直流 (DC) 电压也施加到两输入端。通常，该直流电压通常在两输入端是相等的或是共模的。仪表放大器的主要作用通常在于抑制共模 DC 电压或者两输入端的任何其它共模电压，同时放大差分信号电压，即两输入端之间的电压差。

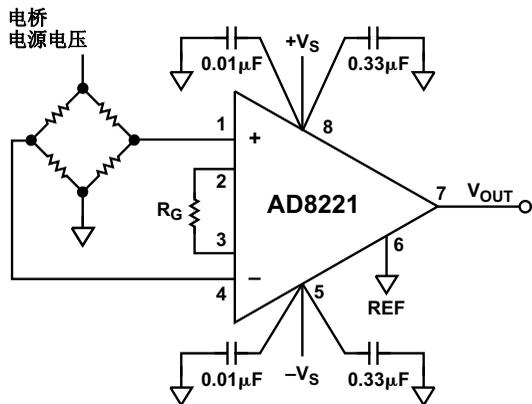


图 1-1. AD8221 电桥电路

相反，如果在此应用中使用标准的运算放大器，则其仅能简单地放大差模信号电压以及任何 DC 信号、噪声或其它共模电压。结果，该信号会淹没在 DC 失调电压和噪声之中。因此，即使最好的运算放大器也不能有效地提取微弱信号。图 1-2 对比了运算放大器与仪表放大器输入特性之间的差别。

信号放大与 CMR

仪表放大器是一种放大两输入端信号电压之差同时抑制两输入端任何共模信号的器件。因此，仪表放大器在从传感器和其它信号源提取微弱信号时能够提供非常重要的功能。

共模抑制 (CMR) 是抑制任何共模信号 (两输入端信号幅度相同) 同时放大差模信号 (两输入端的信号幅度差) 的特性，这是仪表放大器所提供的最重要的功能。DC 和交流 (AC) CMR 都是仪表放大器的重要技术指标。使用现代任何质量合格的仪表放大器都能将由 DC 共模电压 (即，出现在两输入端的 DC 电压) 产生的任何误差减小到 $80 \text{ dB} \sim 120 \text{ dB}$ 。

然而，如果 AC CMR 不够大，则会产生很大的时变误差。由于它通常随着频率产生很大变化，因此难于在仪表放大器的输出端将其消除。幸好大多数现代单片集成电路 (IC) 仪表放大器可提供优良的 AC CMR 和 DC CMR。

共模增益 (A_{CM}) 是指输出电压变化与共模输入电压变化之比, 它与CMR有关。 A_{CM} 是指两个输入端施加共模电压时从输入到输出的净增益 (或衰减)。例如, 如果仪表放大器的共模增益为 1/1000, 则其输入端的 10 V 共模电压在其输出端会呈现出 10 mV 的变化。差模增益或常模增益 (A_D) 是指在两个输入端施加 (或跨接) 不同的电压时输入与输出之间的电压增益。共模抑制比 (CMRR) 是指 A_D 与 A_{CM} 之比。请注意在理想的仪表放大器中, CMRR 将随增益的增加成比例增大。

CMR 通常是在给定频率和指定的不平衡源阻抗条件下 (例如, 60 Hz 频率, 1 k Ω 不平衡源阻抗) 对满度范围共模电压 (CMV) 的变化规定的。

数学上, CMRR 可用下式表达:

$$CMRR = A_D \left[\frac{V_{CM}}{V_{OUT}} \right]$$

其中:

A_D 是放大器差模增益。

V_{CM} 是放大器输入端的共模电压。

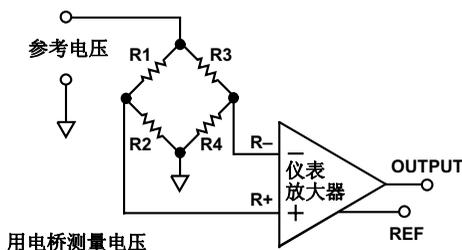
V_{OUT} 是将共模输入信号施加到放大器时的输出电压。

CMR 是 CMRR 的对数表达形式, 即:

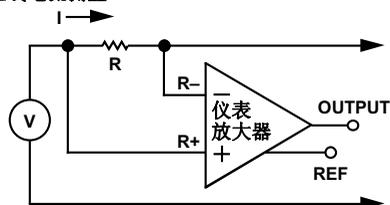
$$CMR = 20 \text{Log}_{10} CMRR$$

为了使仪表放大器有效地工作, 要求它既能放大微伏 (μV) 级信号, 同时又能抑制输入端的共模电压。这对于能够在有效带宽内抑制共模信号的仪表放大器来说特别重要。这要求仪表放大器在主要的有效频率及其谐波范围内具有非常高的 CMR。

仪表放大器具有非常高的输入阻抗并且两端输入阻抗紧密匹配, 使其适合测量低电压和小电流——不降低输入信号源的带载能力。



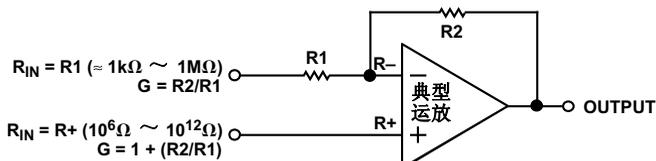
在线电流测量



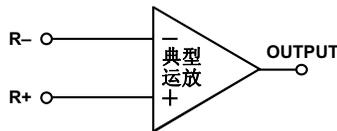
典型仪表放大器输入阻抗很高并且两端输入阻抗相等。由于输入电流微弱, 因此 $I_B \times R$ 产生很小的误差电压。

$$R_- = R_+ = 10^9 \Omega \sim 10^{12} \Omega$$

仪表放大器输入特性



图示为典型运放在反相放大工作方式下的输入阻抗——如输入端所示



图示为典型运放在开环条件下的输入阻抗

$$(R_-) = (R_+) = 10^6 \Omega \sim 10^{15} \Omega$$

运算放大器输入特性

图 1-2. 运算放大器与仪表放大器输入特性比较

带外信号经过仪表放大器，在输出端可能表现为 DC 输出失调误差，降低这种误差的方法，请参考本书的有关 RFI 章节。

在单位增益 ($G = 1$) 时，典型的 DC CMR 值为 70 dB~100 dB 以上；在高增益时，通常 CMR 会得到改善。虽然接成减法器方式的运算放大器确实也可提供 CMR，但用户必须提供精密匹配的外部电阻器（以提供足够大的 CMR）。另外一方面，集成预调整电阻网络的单片仪表放大器更易于使用。

运算放大器与仪表放大器的 CMR 比较

运算放大器、仪表放大器和差分放大器均可提供 CMR。然而，仪表放大器和差分放大器适用于抑制共模信号，以使其不出现在放大器的输出端。相反，按照典型的反相或同相放大器配置的运算放大器处理共模信号时，通常并不会抑制它们，而是将其送至输出端。

图 1-3a 示出一个运算放大器样例，与其连接的输入信号源叠加在一个共模电压之上。由于反馈是从外部施加在输出端与求和节点之间，因此迫使“—”输入端的电压与“+”输入端的电压相同。所以该运算放大器的两输入端之间的电压理想情况下应为 0 V。因此，对应于 0 V 差分输入，该运算放大器的输出端电压必须等于 V_{CM} 。

虽然运算放大器具有 CMR，但是其会将共模电压和信号电压一起传送到输出端。实际上，信号由运算放大器的闭环增益放大，而共模电压仅得到单位增益。这种增益方面的差异确实能按照信号电压的百分比减小共模电压。然而，共模电压依然会出现在输出端，并且它的存在降低了放大器的有效输出范围。出于多种原因，出现在运算放大器输出端的任何共模信号 (DC 或 AC) 都是人们所不期望的。

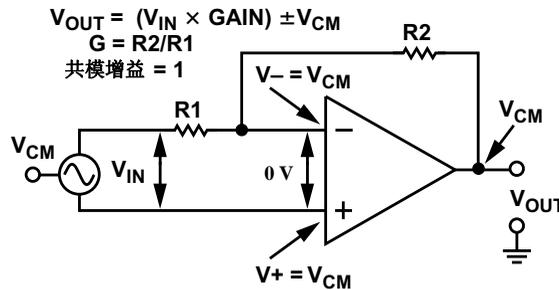


图 1-3a. 在利用运算放大器构成的一个典型的反相或同相放大器电路中，信号电压和共模电压都出现在放大器的输出端。

图 1-3b 示出一个在上述相同条件下工作的三运放仪表放大器。请注意，类似于运算放大器电路，仪表放大器的输入缓冲放大器以单位增益通过共模信号。相反，两个缓冲器放大信号电压。来自两个缓冲器的输出信号连接到该仪表放大器的减法器单元。在这里（通常以低增益或单位增益）放大差分信号，同时衰减（典型值为 10000:1 或以上）共模电压。比较以上两个电路，两者都提供信号放大（和缓冲）功能，但是由于仪表放大器减法器单元的作用，仪表放大器抑制了共模电压。

图 1-3c 示出一个仪表放大器电桥电路。该仪表放大器有效地抑制了出现在电桥两个输出端的 DC 共模电压，同时放大了非常微弱的电桥信号电压。此外，许多现代仪表放大器可提供接近 80 dB 的 CMR，从而允许使用低成本、非稳压的 DC 电源激励电桥。相反，使用运算放大器和 0.1% 精度电阻器自行搭建的仪表放大器，通常只能达到 48 dB 的 CMR，因此需要一种经过稳压的 DC 电源来激励电桥。

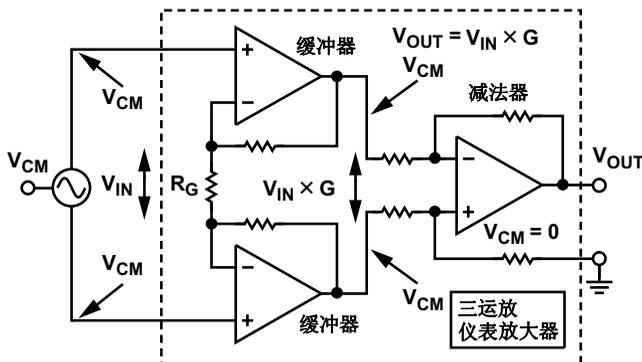


图 1-3b. 正如上述运算放大器电路，仪表放大器电路的输入缓冲器放大信号电压，同时以单位增益通过共模电压。然而，仪表放大器的减法器单元却能抑制共模电压。

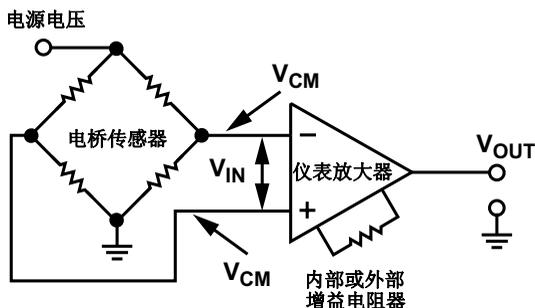


图 1-3c. 用于电桥电路的仪表放大器。这里的 DC 共模电压很容易接近电源电压

图 1-3d 示出一种差分放大器（又称减法器）用于检测电池组中一节电池的电压，在该应用中 DC 共模电压很可能会超过放大器的电源电压。有些单片差分放大器（例如 AD629）可以在高达±270 V 共模电压条件下工作。

差分放大器

图 1-4 示出一种差分放大器的框图。这种类型的 IC 是一种专用仪表放大器，它通常由一颗减法器放大器和随后的输出缓冲器（或者是增益级）组成。减法器中使用的四只电阻器通常集成在 IC 内部，因此它们能够精密匹配以达到高的 CMR。

许多差分放大器都适合用于共模电压和信号电压很可能超过电源电压的应用。这些差分放大器通常采用阻值很高的输入电阻器以衰减信号电压和共模输入电压。

在何处使用仪表放大器和差分放大器？

数据采集

仪表放大器的主要用途是放大噪声环境中传感器输出的弱信号。对压力传感器或温度传感器信号的放大是常见的仪表放大器应用。常见的电桥应用包括使用负荷传感器测量应变力和重量以及使用电阻温度检测器（RTD）测量温度。

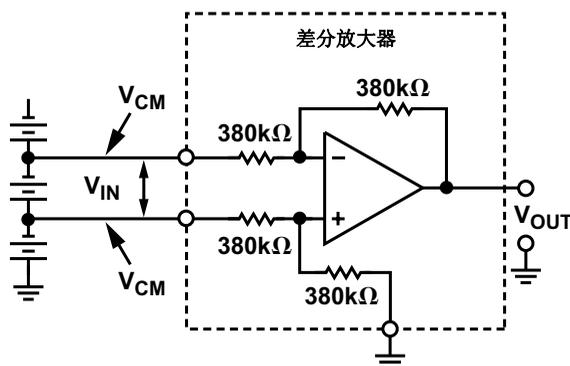


图 1-3d. 差分放大器在 DC（或 AC）共模电压可能超过电源电压的应用场合（例如检测电池组中的一节电池的电压）特别有用。

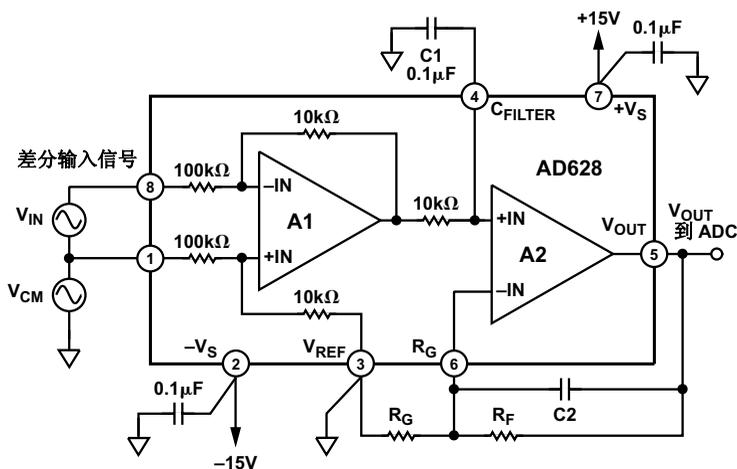


图 1-4. 差分放大器 IC

医用仪器

仪表放大器广泛用于医用设备，例如心电图仪（EKG）和脑电图仪（EEG）、血压计以及除颤器。

监测和控制电子设备

差分放大器可用于监测系统电压或电流并且当超过正常值后触发报警系统。由于差分放大器能够抑制高共模电压，因此它们经常用于这类应用。

软件可编程应用

仪表放大器可以与软件可编程的电阻器芯片一同使用，以允许软件控制硬件系统。

音频应用

由于仪表放大器具有高 CMR，因此有时将它们用于音频方面（例如传声器前置放大器），以便从噪声环境中提取微弱信号并且最大程度减小由于接地环路引起的失调电压和噪声。请参考表 6-4——ADI 公司的音频专用产品（第 6-26 页）。

高速信号调理

由于当今视频数据采集系统对速度和精度要求的提高，因此对宽带仪表放大器的需求不断增长，特别是在要求进行失调修正和输入缓冲的 CCD 成像设备领域。这个领域通常采用双修正采样技术对 CCD 图像进行失调修正。其使用两个采样保持放大器监测像素和参考电平，并且将它们的信号电压馈送到仪表放大器，从而提供修正 DC 的输出。

视频应用

高速仪表放大器可用于许多视频和电缆射频（RF）系统，以放大或处理高频信号。

功率控制应用

仪表放大器还可以通过测量三相 AC 电机的电压、电流和相位关系来监控电机（监测和控制电机的转速、转矩等）。差分放大器适用于输入信号电压超过电源电压的应用。

仪表放大器的外部特性

图 1-5 示出仪表放大器的功能框图。

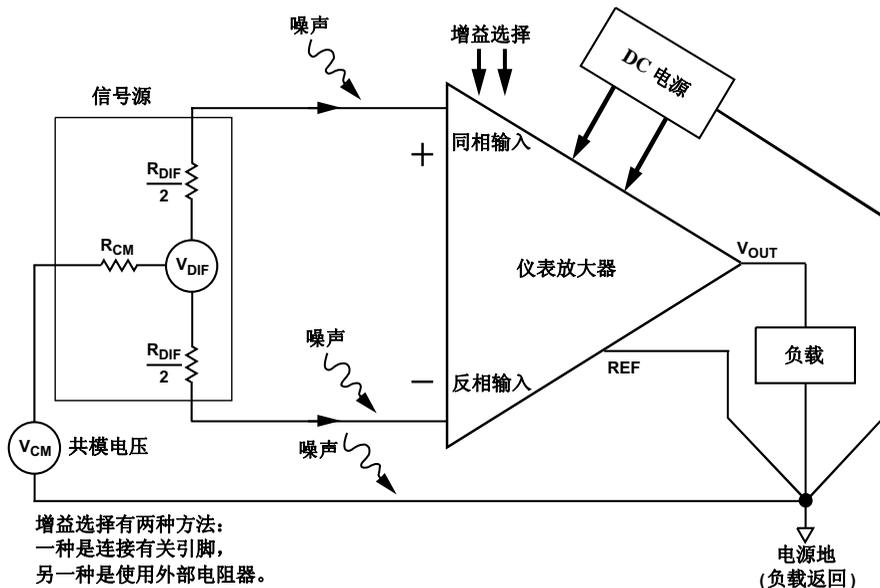


图 1-5. 差分与共模输入信号

由于理想的仪表放大器仅检测两输入端的电压差，因此任何共模信号（即对两个输入端有相同电位），例如噪声和地线中的电压降，都在输入级被抑制而不进行放大。

可以利用内部电阻器或者外部电阻器设置仪表放大器的增益。内部电阻器最精确并且增益对温度的漂移最低。

一种常用的方法是使用一只外部电阻器和两只内部电阻器一起设置增益。用户可以根据仪表放大器技术资料中给出的增益公式计算出给定增益所需的电阻值。这允许在非常宽的范围内设置增益。然而，外部电阻器很少能够精确到所需增益要求的准确电阻值，并且它的温度总是与 IC 内部电阻器的温度有略微的差异。这些实际问题常常是产生额外增益误差和增益漂移的原因。

有时使用两只外部电阻器设置增益。通常双电阻器解决方案比单电阻器解决方案具有更低的漂移，因为当使用两只电阻器阻值的比值设置增益时，由于这两只电阻器封装在一颗 IC 内，因此它们可以精密匹配并且具有非常接近的温度系数（TC）。相反，一只外部电阻器的 TC 常常与片内电阻器的 TC 不匹配。

仪表放大器的输出通常有它自己的参考端，它允许仪表放大器驱动配置在远端的负载（包括其它用法）。

图 1-5 示出输入公共端和输出公共端都返回到同一电位，在本例中返回到电源地。这种星形接地对减小电路中的接地环路是一种非常有效的方法；但是一些残留的共模接地电流仍然存在，这些电流流过 R_{CM} ，将产生共模电压误差 V_{CM} 。仪表放大器借助于高 CMR 特性可在放大差分信号的同时抑制 V_{CM} 和任何共模噪声。

当然，必须为仪表放大器提供电源。与运算放大器一样，通常采用双电源为仪表放大器供电，使其在规定范围内正常工作。另一方面，仪表放大器也可采用单电源（R-R）工作。

仪表放大器可以采用一颗或多颗运算放大器及搭建而成的分立式结构，也可以采用单片式结构。这两种方法各有优缺点。

通常，分立式结构（运算放大器）仪表放大器能够以低成本提供设计灵活性，并且有时能提供单片式结构无法达到的性能，例如非常宽的带宽。相反，单片式结构提供了完整的仪表放大器功能，完全达到规定的技术指标，并且通常在出厂时经过调整，通常其 DC 精度高于分立式结构。单片式仪表放大器还具有小尺寸、低成本和简单易用的优势。

表征高品质仪表放大器的其它特性是什么？

具有高 CMRR 的仪表放大器需要具有下述的特性。

高 AC（和 DC）CMR

至少需要抑制的输入频率范围内，仪表放大器的 CMR 应该很高。这包括在电力线频率及其二次谐波频率范围具有高 CMR。

低失调电压和低失调电压漂移

与运算放大器一样，仪表放大器必须具有低失调电压。由于仪表放大器由两个独立的部分组成：输入级和输出放大器，因此总输出失调等于输入失调乘以增益加上输出放大器（仪表放大器内部）的失调。输入失调和输出失调的典型值分别为 $1 \mu V/^\circ C$ 和 $10 \mu V/^\circ C$ 。尽管初始失调电压可通过外部调整为零，但失调电压漂移不能通过调整来消除。与初始失调电压一样，仪表放大器的失调漂移也由两部分组成，即输入部分和输出部分，每一部分都对总误差起作用。当增益增加时，输入级的失调漂移成为主要的失调误差源。

匹配的高输入阻抗

仪表放大器的同相输入端的和反相输入端的阻抗必须很高而且相互之间精密匹配。仪表放大器的高输入阻抗是必须的，这是为了避免降低输入信号源的带载能力，并且由此可能会降低输入信号电压。

输入阻抗的典型值为 $10^9 \Omega \sim 10^{12} \Omega$ 。差分放大器（例如AD629）具有较低的输入阻抗，但是在高共模电压的应用中非常有效。

低输入偏置电流和低失调电流误差

仍然类似于运算放大器，仪表放大器具有流入和流出其两个输入端的偏置电流；对于双极型输入仪表放大器，偏置电流是基极电流；对于场效应管（FET）输入仪表放大器，偏置电流是栅极漏电流。偏置电流流过不平衡的信号源电阻时会产生失调误差。请注意，如果输入源电阻无限大，例如在输入级 AC（电容）耦合而没有电阻路径返回到电源地的情况下，输入共模电压将上升直到放大器处于饱和状态。为防止这一问题，通常在每个输入端和地之间连接一只高阻值的电阻器。通常，输入偏置电流乘以该电阻欧姆值的典型值应小于 10 mV（见第 V 章）。输入失调电流误差是指流过两个输入端的偏置电流之间的失配程度。双极型仪表放大器的偏置电流典型值为 1 nA~50 nA；而 FET 输入仪表放大器的偏置电流在室温下的典型值为 1 pA~50 pA。

低噪声

由于仪表放大器必须能够处理非常小的输入电压，因此它绝对不能把自身的噪声信号叠加到信号电压上。在 1 kHz（增益大于 100）的条件下，折合到输入端（RTI）的最小输入噪声为 $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。低功耗仪表放大器适合于要求尽可能低输入电流的应用，因此通常它比输入电流大的仪表放大器具有更大的噪声。

低非线性

输入失调和比例系数误差都能通过外部调整来修正，但非线性误差是器件固有的性能限制，因此它不能由外部调整来消除。低非线性误差必须由仪表放大器制造商的结构设计来保证。非线性误差通常是指在正满度电压、负满度电压和零电压条件下，制造商测量出的仪表放大器误差占满度的百分数。对于高质量的仪表放大器，典型的非线性误差为 0.01%，有的甚至低于 0.0001%。

增益选择方便

增益选择应该很容易。通常采用一只外部增益电阻器设置增益，但是外部电阻器会影响电路的精度并且引起增益随温度的漂移。仪表放大器（例如 AD621）提供一种通过引脚选择内部预置增益的方法，并且具有非常低的 TC。

充裕的带宽

仪表放大器必须能够为具体的应用提供足够的带宽。由于典型的单位增益小信号带宽是 500 kHz~4 MHz，因此在低增益时很容易满足带宽要求，但是在较高增益时带宽会成为较大的问题。低功耗仪表放大器通常具有比标准仪表放大器更窄的带宽，这是因为低功耗仪表放大器输入级的工作电流比标准仪表放大器小很多。

差分输入到单端输出的转换

当然，差分输入到单端输出的转换是构成仪表放大器完整功能的一部分：放大和缓冲差分输入电压，提供单端输出电压。在许多仪表放大器应用中需要放大叠加在高共模电压之上的差分电压。这种共模电压可能是噪声、模数转换器（ADC）的失调电压或者两者兼有。如果使用运算放大器而非仪表放大器，则只能简单地以相同增益一起放大共模电压和信号电压。而仪表放大器的最大优点是选择性地放大（差分）信号同时抑制共模信号。

R-R 输入和输出

现代仪表放大器常常需要 5 V 或低于 5 V 的单电源电压供电。在许多此类应用中，经常用到满电源摆幅(R-R)输入 ADC。所谓满电源摆幅工作的含

义是指放大器的最大输入摆幅或输出摆幅几乎等于电源电压。实际上，输入摆幅有时会略微超过电源电压，而输出摆幅通常在高于地电位或低于电源电压 100 mV 的范围内摆动。请仔细注意推荐的技术资料中的技术指标。

电源与带宽、转换速率和噪声之间的关系

按照一般规律，仪表放大器的输入部分的工作电流越大，其带宽和转换速率越大并且噪声越低。但是增大工作电流意味着增加功耗和发热。电池供电的设备需要使用低功耗器件，布线密集的印制电路板（PCB）必须能够散发掉所有有源器件产生的热量。器件发热又会增加失调漂移和其它与温度相关的误差。IC 应用工程师必须经常折衷一些技术指标以维持可接受的功耗和漂移。

仪表放大器的内部原理

单运放减法放大器提供的仪表放大器功能

实现差分增益电路的最简单（但是非常实用）的方法如图 2-1 所示。

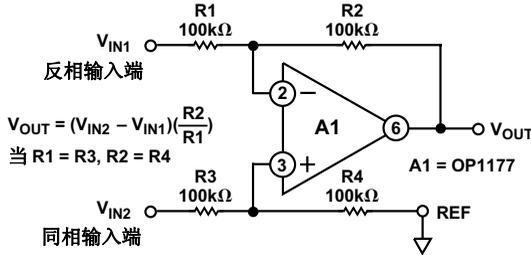


图 2-1. 单运放减法放大器提供的仪表放大器功能框图

如果 $R1 = R3, R2 = R4$, 则

$$V_{OUT} = (V_{IN2} - V_{IN1}) (R2/R1)$$

尽管这一电路提供了仪表放大器功能，即放大差分信号的同时抑制共模信号，但它也有些局限性。首先，同相输入端和反相输入端阻抗相当低而且不相等。在该该例子中， V_{IN1} 反相输入阻抗等于 $100\text{ k}\Omega$ ，而 V_{IN2} 同相输入阻抗等于反相输入阻抗的两倍，即 $200\text{ k}\Omega$ 。因此，当电压施加到一个输入端而另一端接地时，会产生不同的电流，这取决于电压加在哪个输入端（这种源阻抗的不平衡会降低电路的 CMR）。

另外，这一电路要求电阻对 $R1/R2$ 和 $R3/R4$ 的比值匹配得非常精密，否则，每个输入端的增益会有所差异，这将直接影响 CMR。例如，当增益等于 1 时，所有电阻值必须相等，在这些电阻器中只要有一个电阻值有 0.1% 失配，则其 CMR 将下降到 66 dB (2000:1)。同样，如果源阻抗有 $100\ \Omega$ 的不平衡将使 CMR 下降 6 dB。

尽管有这些缺点，但此类简单的仪表放大器电路可用作高性能仪表放大器内部的单元电路，通常称之为差分放大器或减法放大器。它在视频和其它高速应用中，或者在低频、高共模电压 (CMV) 应用中可作为一个独立功能电路，其中输入电阻器用来降低输入电压，也为该放大器提供输入保护。有些单片减法放大器，例如在 ADI 公司的 AD629 设计过程中，改进了简单的减法放大器。这允许该芯片能够处理高于自身电源电压的共模输入电压。例如，当 AD629 采用 $\pm 15\text{ V}$ 电源供电时，它可以放大叠加在高达 $\pm 270\text{ V}$ 共模电压上的有用信号电压。

用输入缓冲器改进简单的减法放大器

一种显著改进简单减法放大器电路性能的方法是在其前端增加具有高输入阻抗缓冲器的放大器，正如图 2-2 中示出的由三运算放大器组成的仪表放大器电路。

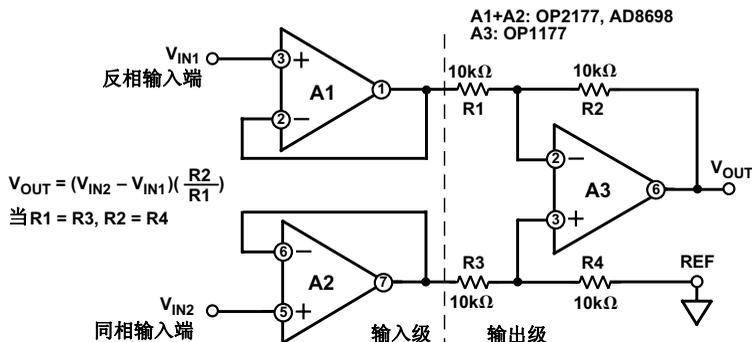


图 2-2. 带输入缓冲的减法器电路

该电路可提供两输入端匹配的高阻抗，以便使输入源阻抗对电路的 CMR 影响最小。通常优先选择一颗双运算放大器作为两个输入端的缓冲放大器，这是因为它们随温度变化的一致性较好并且可以减小印制电路板 (PCB) 面积。虽然图 2-2 所示电路的电阻值与图 2-1 所示电路中的不同，但是这两个电路具有相同的传递函数。

图 2-3 示出对上述电路的进一步改进：现在输入缓冲器具有增益作用，从而可提供一个更加灵活的电路。如果 $R_5 = R_8$, $R_6 = R_7$ 并且与前面电路一样 $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, 则

$$V_{OUT} = (V_{IN2} - V_{IN1})(1 + R_5 / R_6)(R_2 / R_1)$$

当图 2-3 所示的电路针对差分信号等地增加增益 (A1 和 A2) 时，也会对共模信号增加相同的增益。

三运放仪表放大器

图 2-4 所示的电路进一步改进了仪表放大器的设计并且已经成为仪表放大器最流行的结构。这种标准的三运放仪表放大器电路是对图 2-3 的带缓冲减法电路的巧妙改进。类似前面的电路，图 2-4 中的 A1 和 A2 运算放大器缓冲输入电压。然而，在该结构中，单个增益电阻器 R_G 连接在两个输入缓冲器的求和结点之间，取代了图 2-3 所示电路的 R_6 和 R_7 。由于每个放大器求和结点的电压等于施加在各自正输入端的电压，因此整个差分输入电压现在都呈现在 R_G 两端。由于经过放大的输入电压 (在 A1 和 A2 的输出端) 分别呈现在 R_5 、 R_G 和 R_6 这三只电阻器上，所以可以通过仅改变 R_G 来调整差分增益。

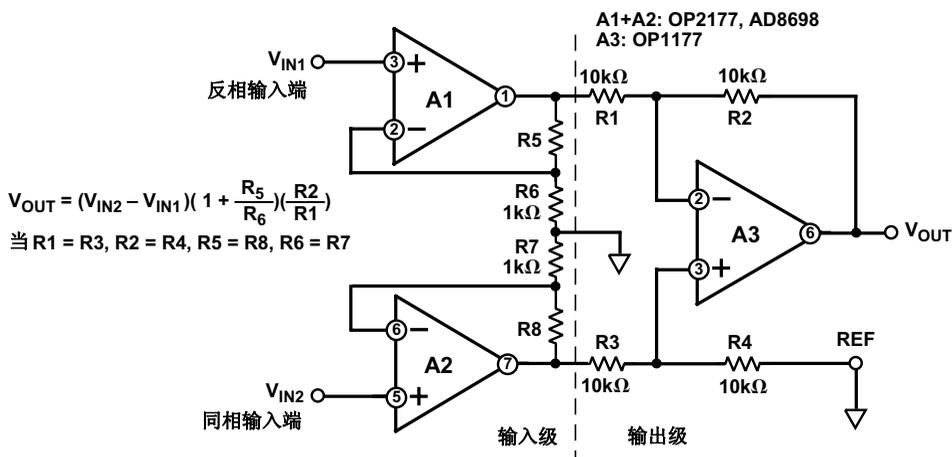


图 2-3. 带增益缓冲放大器的缓冲减法电路

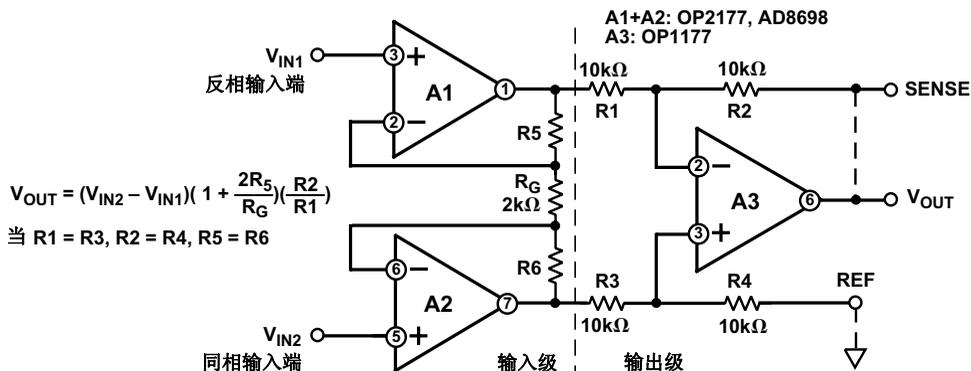


图 2-4. 标准三运放仪表放大器电路

该连接有另外一个优点：一旦使用比值匹配的电阻器设置减法器电路后，在改变增益时不再需要另外的电阻匹配。如果 $R_5 = R_6$ ， $R_1 = R_3$ 且 $R_2 = R_4$ ，则

$$V_{OUT} = (V_{IN2} - V_{IN1})(1 + 2R_5/R_G)(R_2/R_1)$$

由于 R_G 两端的电压等于 V_{IN} ，流过 R_G 的电流等于 V_{IN}/R_G ，因此放大器A1和A2将在一定增益下工作并且放大输入信号。然而，应当注意，如果将共模电压施加到放大器的输入端，则 R_G 两端的电压相等，从而不会在 R_G 上产生电流。由于没有电流流过 R_G （也就无电流流过 R_5 和 R_6 ），放大器A1和A2将用作单位增益跟随器。因此，共模信号将以单位增益通过输入缓冲器，而差分电压将以 $(1 + (2R_F/R_G))$ 的增益系数被放大。

理论上而言，这意味着用户可以得到所需的前端增益（由 R_G 决定），而不会增加共模增益和误差，即差分信号将按增益成比例增加，而共模误差则不然，所以比值（增益（差分输入电压）/（共模误差电压））将增大。因此CMR理论上直接与增益成比例增加，这是一个非常有用的特性。

最后，由于结构上的对称性，输入放大器的共模误差将由输出级的减法器电路消除。这包括共模抑制随频率变化的误差。上述这些特性解释了这种三运放结构得到广泛应用的原因。

三运放仪表放大器设计考虑

设计三运放仪表放大器有两种选择：场效应晶体管（FET）或双极型输入的运算放大器。FET输入的运算放大器具有非常低的偏置电流，通常适用于很高源阻抗（ $>10^6\Omega$ ）的应用。但FET放大器的CMR通常比双极型放大器低、其失调电压和失调电压漂移都比双极型放大器高。而且，对于给定的电源，FET运算放大器的转换速率也较高。

检测端（SENSE）和参考端（REF）（见图2-4）允许用户改变A3的反馈和接地线路。检测引脚可以接受外部驱动以用于伺服应用和其它需要改变A3增益的场合。同样，参考端允许将外部偏移电压施加到A3。对于正常工作方式，将检测端和输出端连接在一起，参考端和接地端也连接在一起。

双极型输入级的放大器与FET输入级的放大器相比具有更高的CMR和更低的输入失调电压漂移。超 β 双极型输入级具有FET和双极型工艺的许多共同优点，它具有比FET输入级更低的输入偏置电流（ I_B ）漂移。

粗心的设计工程师在使用三运放结构仪表放大器时，经常忽视的一个共同问题是，仪表放大器工作在高增益时其共模电压范围（CMV）减小。图2-5示出一颗工作在增益1000的三运放结构仪表放大器的原理图。

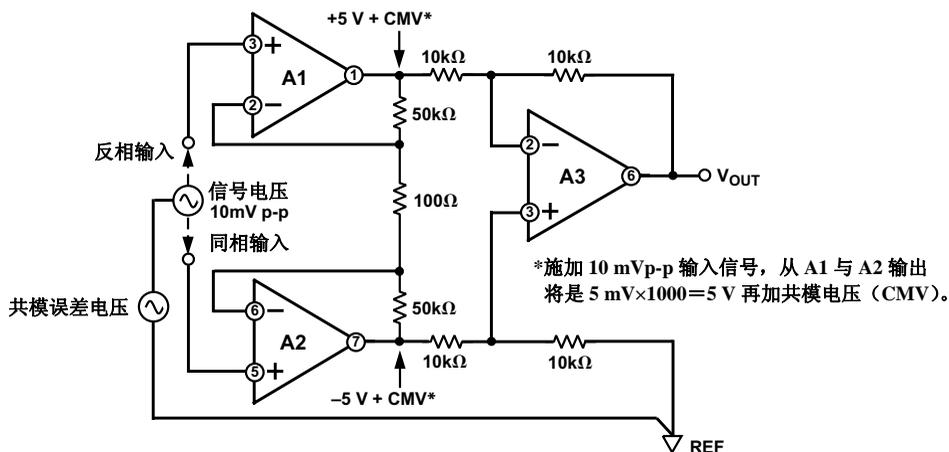


图2-5. 三运放仪表放大器呈现共模电压范围下降

在该示例中，输入放大器 A1 和 A2 的工作增益为 1000，而输出放大器工作在单位增益。这意味着，每个输入放大器的输出电压等于输入电压峰峰值的一半乘以 1000 再加上输入端的共模电压（共模电压仅以单位增益通过，而与差分增益无关）。因此，如果将 10 mV 的差分信号施加到放大器的输入端，则放大器 A1 的输出将等于 +5 V 加上共模电压，而放大器 A2 的输出将等于 -5 V 加上共模电压。如果放大器采用 15 V 电源供电，则通常留有 7 V 左右的裕量，从而允许 8 V 的共模电压，而不是在单位增益时典型的共模电压满度值 12 V（对于 10 mV 输入）。增益越高或电源电压越低，都将进一步减小共模电压范围。

基本的双运放仪表放大器

图 2-6 示出一个典型双运放仪表放大器电路的原理图。它有一个显著的优点，即它仅需要两颗运算放大器，而非三颗，从而降低了成本和功耗。然而，双运放仪表放大器电路的非对称结构会导致几个缺点，与三运放仪表放大器相比最明显的缺点是降低了 AC CMR，从而限制了该电路的应用性。

该电路的传递函数是：

$$V_{OUT} = (V_{IN2} - V_{IN1}) (1 + R4/R3)$$

当 $R_1 = R_4$ 和 $R_2 = R_3$ 时，该电路的输入阻抗高并且平衡，因此允许信号源具有不平衡输出阻抗。它的输入偏置电流由双运放同相输入端的输入电流要求设定，其典型值非常低。

该电路的缺点是，不能以单位增益工作，当电路增益降低时，共模电压范围减小并且 AC CMR 恶化。AC CMR 减小是由于 V_{IN1} 和 V_{IN2} 两个输入端的相移不等引起的。即该信号在从放大器 A2 的 V_{IN2} 减去之前必须先通过放大器 A1。因此 A1 输出端的电压相对 V_{IN1} 略微滞后或具有相移。

双运放仪表放大器通常采用的最小电路增益为 5，因为这允许足够大的 DC 共模输入范围，以及适合大多数应用的足够宽的带宽。采用单电源供电的 R-R 放大器可将共模电压范围向下扩展到 $-V_S$ （或采用单电源供电时扩展到地电位），向上扩展到真正的 R-R 输出电压范围（即，输出摆幅为 $-V_S \sim +V_S$ ）。

表 2-1 示出图 2-6 电路中放大器增益与电路增益的对应关系，并且给出了适合几种常用电路增益的 1% 精度的实际电阻值。

表 2-1. 图 2-6 电路中放大器 A1 与 A2 的增益和电路增益以及 1% 精度的实际电阻值

电路增益	A1 增益	A2 增益	R ₂ , R ₃	R ₁ , R ₄
1.10	11.00	1.10	499 kΩ	49.9 kΩ
1.33	4.01	1.33	150 kΩ	49.9 kΩ
1.50	3.00	1.50	100 kΩ	49.9 kΩ
2.00	2.00	2.00	49.9 kΩ	49.9 kΩ
10.1	1.11	10.10	5.49 kΩ	49.9 kΩ
101.0	1.01	101.0	499 Ω	49.9 kΩ
1001	1.001	1001	49.9 Ω	49.9 kΩ

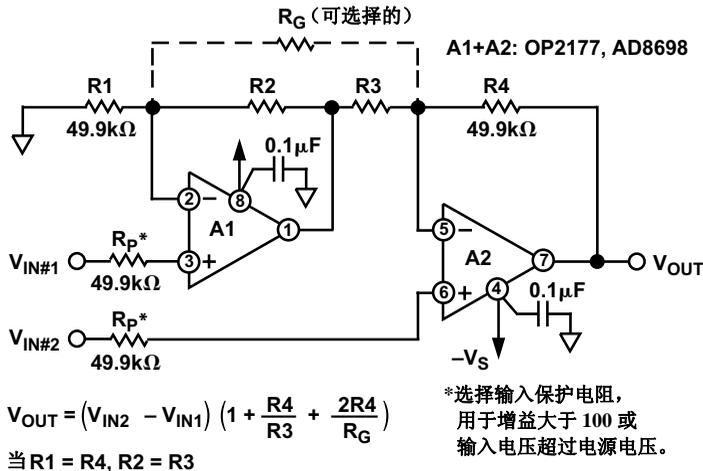


图 2-6. 双运放仪表放大器电路

双运放仪表放大器——单电源下共模电压设计考虑

在从图 2-7 所示双运放仪表放大器的参考输入端进行分析时，很显然它是一个简单的双反相器级联。

假设两个信号输入端 V_{IN1} 和 V_{IN2} 的电压都为 0，则A1 的输出等于

$$V_{O1} = -V_{REF}(R_2 / R_1)$$

在 V_{REF} 端施加正电压是为了驱动A1 的负输出电压，如果放大器采用单电源供电（ $+V_S$ 和 $0V$ ），这显然是不可能的。

从放大器A1 的输出至A2 端的电路输出 V_{OUT} 的增益等于

$$V_{OUT} = -V_{O1}(R_4 / R_3)$$

从 V_{REF} 至 V_{OUT} 的增益是这两级增益的乘积，等于

$$V_{OUT} = -V_{REF}(R_2 / R_1)(-R_4 / R_3)$$

在这里， $R_1 = R_4$ 且 $R_2 = R_3$ 。因此，参考端增益同预期的一样为+1。请注意，与典型三运放仪表放大器电路中参考输入端的同相信号路径对比，这是两次反相的结果。

类似于三运放仪表放大器，双运放仪表放大器的共模电压范围会受到单电源工作电压和所选择的参考电压的限制。

图 2-8 示出双运放仪表放大器采用 5 V单电源供电的电路图。参考输入端接 $V_S/2$ ，这里是 2.5 V。对于 0 V差分输入电压和电源电压范围内（0 V~5 V）的任何共模电压，理想情况下其输出电压应该为 2.5 V。

当共模电压从 2.5 V增加到 5 V时，A1 的输出电压（ V_{O1} ）等于

$$V_{O1} = V_{CM} + (V_{CM} - V_{REF})(R_2 / R_1)$$

在这里， $V_{REF} = 2.5 V$ 且 $R_2/R_1 = 1/4$ 。当 $V_{CM} = 4.5 V$ 时，A1 的输出电压将达到 5 V。显然，不能抑制继续增加的共模电压。实际上，放大器A1 和A2 的输入电压范围的局限性会将仪表放大器的共模电压范围限制为小于 4.5 V。

同样，当共模电压从 2.5 V降低到 0 V时，当 $V_{CM} = 0.5 V$ 时，A1 的输出电压将为 0 V。显然，A1 的输出不能比负电源电压（假设非电荷泵）更低，对于单电源连接，这里的负电源电压等于 0 V。通过适当设计仪表放大器的内部电平移动，可以克服这个负值或 0 共模电压范围的限制，例如AD627 单片双运放仪表放大器。然而，即使采用优良的设计，为实现 0 共模电压工作，仍需要减小一些正共模电压范围。

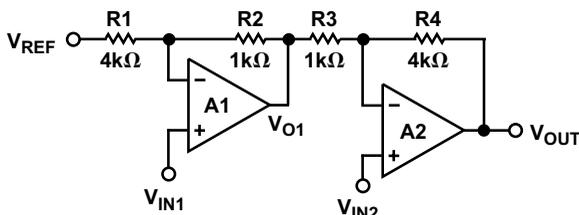


图 2-7. 双运放仪表放大器电路结构

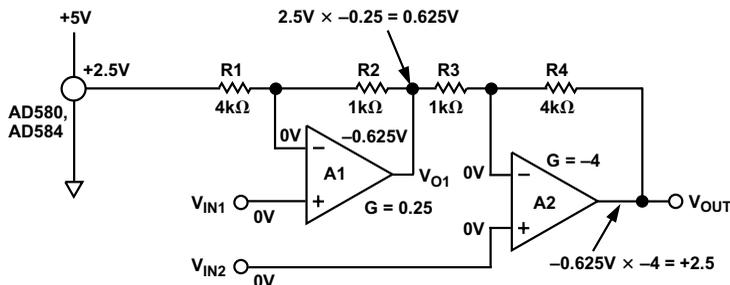


图 2-8. 采用 2.5 V 参考电压的双运放仪表放大器输出摆幅限制

与三运放仪表放大器设计相比，标准双运放仪表放大器的另一个可能更加严重的限制是其难达到高 AC CMR 的固有缺陷。这种限制来源于双放大器电路内部的共模信号路径固有的不对称。

假设将频率为 f_{CM} 的正弦波共模电压 V_{CM} 以共模方式施加到图 2-8 所示的输入端 V_{IN1} 和 V_{IN2} 。理想情况下，AC 输出电压（共模误差）的幅度应是 0 V，而与频率 f_{CM} 无关，至少在正常 AC 输电线主频范围 50 Hz~400 Hz 内无关。输电线常常是许多共模干扰的误差源。

如果 AC 共模误差为 0，则放大器 A2 及其增益电阻 R_3 和 R_4 必须检测到直接施加到 V_{IN2} 的共模电压与经过 A1 及其相关增益电阻 R_1 和 R_2 放大后的共模电压之间的零瞬态差值。通过调整 R_1 ， R_2 ， R_3 和 R_4 之间的电阻比值，能够消除任何 DC 共模误差（假设忽略源自放大器本身的 CMRR 误差），即：

$$R_1 \equiv R_4 \text{ 且 } R_2 \equiv R_3$$

然而，任何由放大器 A1 产生的相移（延迟）都将导致其输出端 V_{O1} 的电压略微滞后于直接施加在 V_{IN2} 的共模电压。即使 V_{O1} 和 V_{IN2} 两个电压的幅值均为理想值，但两者之间的相位差会引起 V_{O1} 与 V_{IN2} 之间的瞬时（矢量）偏差。这将在电路的输出端 V_{OUT} 产生一个依赖于频率的共模误差电压。此外，由于 A1 产生的相移（假设单极点滚降）直接随频率增加，因此该 AC 共模误差将随共模频率线性地增加。实际上，对于小于 A1 闭环带宽 (f_{T1}) 1/10 的频率，其共模误差（折合到仪表放大器的输入端）能够按下式近似计算：

$$\text{共模误差} = \frac{V_E / G}{V_{CM}} \times 100\% = \frac{f_{CM}}{f_{T1}} \times 100\%$$

其中， V_E 是 V_{OUT} 端的共模误差电压， G 是差分增益，在这里 $G = 5$ 。

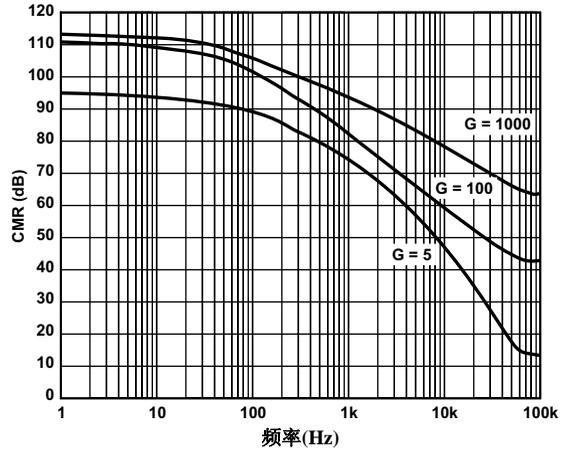


图 2-9. AD627 仪表放大器电路的 CMR 与频率的关系

例如，如果 A1 的闭环带宽是 100 kHz（低功耗运算放大器的典型值），当工作增益由 R_1 和 R_2 决定并且共模频率是 100 Hz 时，则：

$$\text{共模误差} = \frac{100\text{Hz}}{100\text{kHz}} (100\%) = 0.1\%$$

0.1% 的共模误差相当于 60 dB 的 CMR。因此，在本示例中，即使将该电路的 DC CMR 调整到 100 dB，这仅对小于 1 Hz 的频率有效。在 100 Hz 时 CMR 不会高于 60 dB。

AD627 单片仪表放大器集成了一颗高级双运放仪表放大器电路，从而克服了这些 AC CMR 的限制问题。如图 2-9 所示，在频率高达 8 kHz 并且增益为 1000 时，AD627 的 CMR 仍超过 80 dB，即使放大器 A1 和 A2 的带宽只有 150 kHz。

上述减法器电路中用到的这四只电阻器通常都集成在 IC 内部并且一般阻值很高。高共模电压差分放大器通常使用选定的输入电阻器衰减电压。因此，差分信号电压和共模电压均被衰减，先抑制共模电压，然后再放大信号电压。

单片仪表放大器

优于用运算放大器构成的仪表放大器

为了满足对更易于应用的仪表放大器的需求，ADI 公司研发出单片 IC 仪表放大器。这些 IC 并入了如前所述的三运放和双运放仪表放大器电路的改进方案，同时提供了激光微调电阻以及其它单片 IC 的技术优势。由于有源器件和无源器件现在都集成在同一颗管芯内，因此它们能够精密匹配，这保证了器件能够提供高 CMR。此外，这些器件在整个温度范围内保持匹配，从而保证了宽温度范围内的优秀性能。IC 技术（例如，激光晶圆微调）能够将单片集成电路调整到极高精度，并且能够提供低成本、高量产。单片仪表放大器的另一个优点是，它们可以采用尺寸极小、成本极低的 SOIC、MSOP 或

LFCSP 封装规格，适合用于大批量生产。表 3-1 提供了 ADI 公司仪表放大器性能快速一览表。

采用仪表放大器还是差分放大器？

尽管仪表放大器和差分放大器具有许多共同点，但是设计过程的第一步应是选择使用何种类型的放大器。

差分放大器本质上是减法放大器，它通常使用大阻值输入电阻。这些电阻通过限制放大器的输入电流提供保护。它们还将输入共模电压和差分电压减小到可由内部减法放大器处理的范围之内。总之，差分放大器应用于共模电压或瞬态电压可能超过电源电压的应用中。

表 3-1 ADI 公司最新一代仪表放大器性能一览表

产品型号	特点	电源 电流 (典型值)	-3dB 带宽 (典型值) (G=10)	CMR G=10 (dB) (最小值)	输入失 调电压 (最大值)	失调电 压漂移 ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) (最大值)	RTI 噪声 ² ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) (G=10)	输入偏置 电流(nA) (最大值)
AD8221	精密，高带宽	0.9 mA	560 kHz	100 ³	60 μV	0.4	11(最大值)	1.5
AD620	通用	0.9 mA	800 kHz	95 ³	125 μV	1	16(最大值)	2
AD8225	精密增益=5	1.1 mA	900 kHz ⁴	83 ^{4,5}	150 μV	0.3	45(典型值) ⁴	1.2
AD8220	R-R, JFET 输入	750 μA	1500 kHz	100	250 μV	5	17(典型值)	10 pA
AD8222	双核心，精密，高带宽	1.8 mA	750 kHz	100 ³	120 μV	0.4	11(最大值)	2
AD8230	R-R, 零漂移	2.7 mA	2 kHz	110	10 μV	10	240(典型值)	1
AD8250	高带宽，增益可编程	3.5 mA	3.5 MHz	100	100 μV	1	13(典型值)	15
AD8251	高带宽，增益可编程	3.5 mA	3.5 MHz	100	100 μV	1	13(典型值)	15
AD8553	自稳零，关机模式	1.1 mA	1 kHz	100	20 μV	0.1	150(典型值)	1
AD8555	零漂移，数字可编程	2.0 mA	700 kHz ⁶	80 ⁶	10 μV	0.07	32(典型值)	22
AD8556	具有滤波器数字可编程 仪表放大器	2.0 mA	700 kHz ⁶	80 ⁶	10 μV	0.07	32(典型值)	54
AD622	低成本	0.9 mA	800 kHz	86 ³	125 μV	1	14(典型值)	5
AD621	精密增益	0.9 mA	800 kHz	93 ³	250 μV ⁷	2.5 ⁷	17(最大值) ⁷	2
AD623	低成本, S.S.	375 μA	800 kHz	90 ³	200 μV	2	35(典型值)	25
AD627	微功耗, S.S.	60 μA	80 kHz	100	250 μV	3	42(典型值)	10

S.S.=单电源

¹最新产品和技术指标请参考ADI公司网站：www.analog.com。

²在 1kHz 频率条件下，RTI 噪声 = $\sqrt{(e_{ni})^2 + (e_{no}/G)^2}$ 。

³对于 DC~60Hz 的频率范围，1k Ω 源阻抗不平衡。

⁴工作在增益为 5 的条件下。

⁵对于 10kHz 频率，1k Ω 源阻抗不平衡。

⁶工作在增益为 70 的条件下。

⁷折合到输入端，RTI。

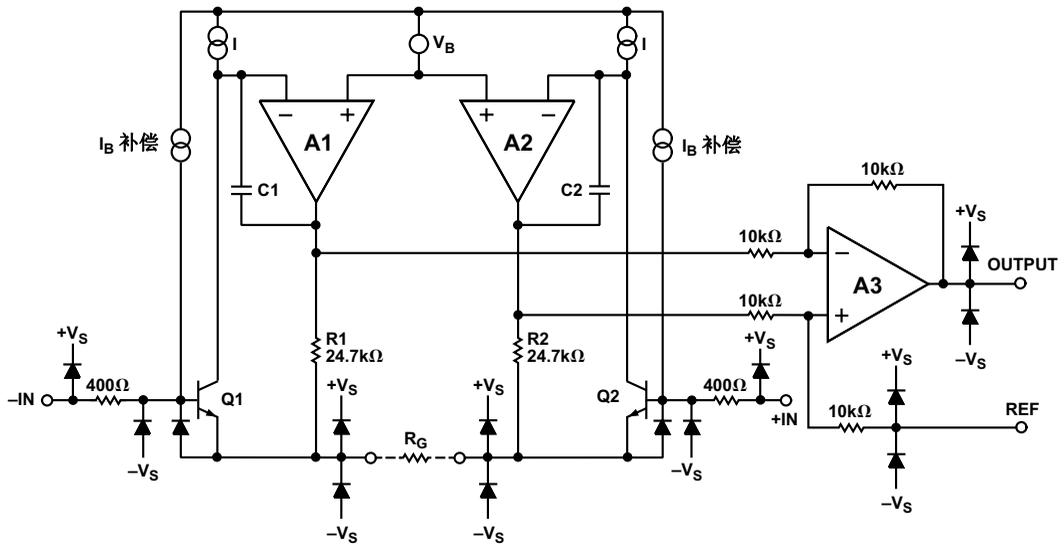


图 3-1. AD8221 原理图

与差分放大器相比，仪表放大器通常是带有两个输入缓冲放大器的运放减法器。这两个输入缓冲放大器可以增加输入阻抗，从而减小输入源的负载。当总输入共模电压加上输入差分电压（包括瞬态电压）小于电源电压时，应当使用仪表放大器。在要求极高精度、极高信噪比（SNR）和极低输入偏置电流（ I_B ）的应用中，同样需要使用仪表放大器。

单片仪表放大器设计——内部描述 高性能仪表放大器

ADI 公司于 1971 年推出了首款高性能单片仪表放大器 **AD520**。

2003 年，ADI 公司推出了 **AD8221**。这款仪表放大器采用超小型 MSOP 封装，并且在比其它同类仪表放大器更宽的带宽内提高了 CMR。相比与工业标准 **AD620** 系列仪表放大器，它具有更高的 AC 和 DC 性能指标。

AD8221 是一款基于传统三运放结构的单片仪表放大器（见图 3-1）。输入三极管 Q1 和 Q2 在恒定的电流条件下被偏置，以便任何差分输入信号都能使 A1 和 A2 的输出电压相等。施加到输入端的信号产生了通过 R_G 、R1 和 R2 的电流，以便 A1 和 A2 的输出提供正确的电压。在电路结构上，Q1、A1、R1 和 Q2、A2、R2 可视为精密电流反馈放大器。如果将放大的差分信号和共模信号施加到差分放大器 A3，则它可以抑制共模电压，而放大差分

电压。差分放大器具有低输出失调电压和低输出失调电压漂移。经过激光微调的电阻器允许高精密度仪表放大器具有典型值小于 20 ppm 的增益误差和超过 90 dB CMR ($G = 1$)。

AD8221 使用了超 β 输入三极管和 I_B 补偿电路，因此可提供极高的输入阻抗、低 I_B 、低失调电流（ I_{OS} ）、低 I_B 漂移、低输入 I_B 噪声和 $8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的极低电压噪声。

AD8221 的传递函数为：

$$G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} + 1$$

$$R_G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{G - 1}$$

AD8221 采用精心设计以保证用户能够使用一只外部标准阻值的电阻器方便和精确地设置增益。

由于 AD8221 的输入放大器采用电流反馈结构，因此它的增益带宽积会随增益增加，从而构成一个在提高增益时不会出现电压反馈结构中带宽降低问题的系统。

为了在低输入信号幅度条件下也能保持精密精度，需要仔细地考虑 AD8221 的设计和布线，从而使其性能能够满足甚至要求极其严格的应用（见图 3-3 和图 3-4）。

AD8221 采用独特的引脚排列使其达到无与伦比的 CMR 技术指标, 在 10 kHz ($G = 1$) 条件下为 80 dB, 在 1 kHz ($G = 1000$) 条件下为 110 dB。如图 3-2 所示, 平衡的引脚排列可以减少早期产品中对 CMR 性能有不利影响的寄生效应。此外, 由于相关的印制线都分组靠近在一起, 因此新的引脚排列简化了 PCB 布线。例如, 增益设置电阻器引脚与输入引脚相邻, 并且参考引脚靠近输出引脚。

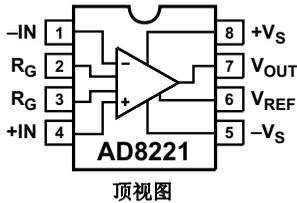


图 3-2. AD8221 的引脚排列

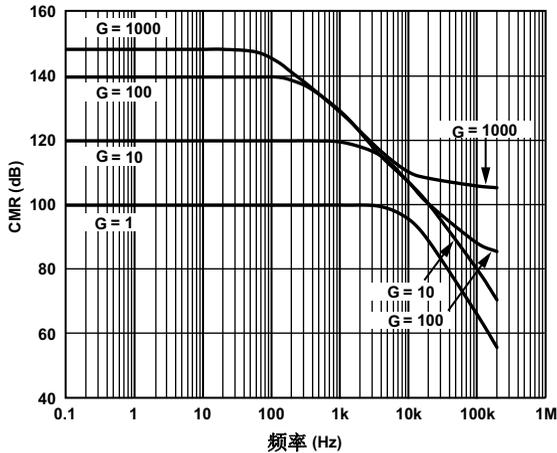


图 3-3. AD8221 的 CMR 与频率的关系

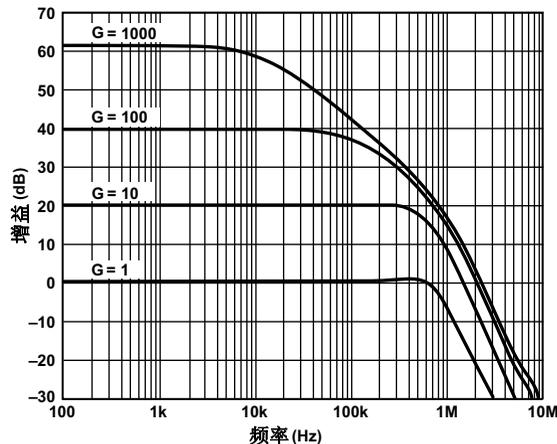


图 3-4. AD8221 的闭环增益与频率的关系

AD8222 (图 3-5) 是 AD8221 的双仪表放大器版本, 其性能和技术指标与 AD8221 相似。AD8222 的尺寸较小, 从而允许在单位 PCB 面积上布放更多的放大器。此外, AD8222 是首款针对差分输出性能设计的仪表放大器。它采用 4mm×4mm 的 16 引脚 LFCSP 封装。

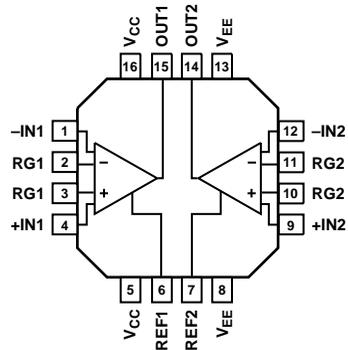


图 3-5. AD8222 的内部连接图

多年来, AD620 已经成为工业标准的高性能、低成本的仪表放大器。AD620 是一款完整的单片仪表放大器, 其提供 8 引脚 DIP 和 SOIC 两种封装形式。用户使用一只外部电阻器即可以设置从 1~1000 之间的任何所需增益。按照设计要求, 增益 10 和 100 要求的电阻值是标准的 1% 金属膜电阻值。

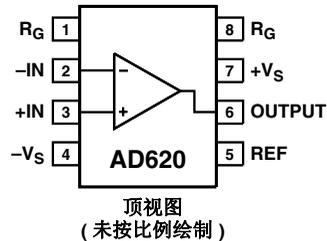


图 3-6. AD620 的引脚排列

AD620 (见图 3-7) 是经典的 AD524 仪表放大器的第二代产品, 它对三运放电路进行了改进。经过激光微调的片内薄膜电阻器 R1 和 R2 允许用户仅使用一只外部电阻器便可将增益精确设置到 100, 最大误差在±0.3%之内。单片结构和激光晶圆微调允许对电路元器件精密匹配和跟踪。

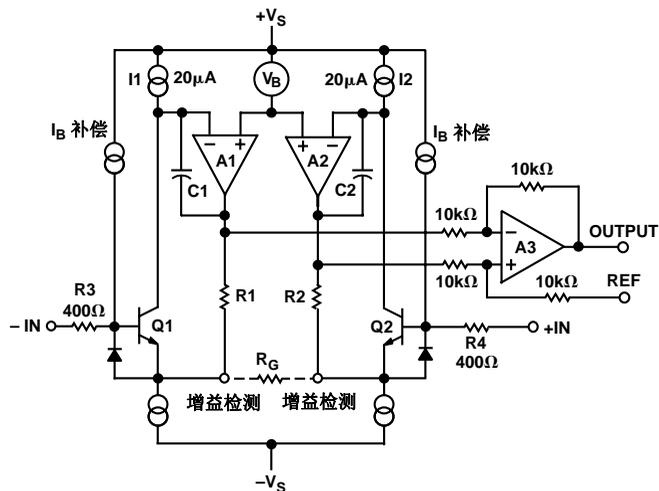


图3-7. AD620 的原理图

由Q1和Q2组成的前置放大器级可提供额外的前端增益。通过Q1-A1-R1环路和Q2-A2-R2环路的反馈使通过输入器件Q1和Q2的集电极电流保持恒定，由此将输入电压加在外部增益设置电阻器RG的两端。这就产生一个从输入到A1/A2输出的差分增益G， $G = (R1+R2)/RG+1$ 。单位增益减法器A3消除了任何共模信号，并产生一个相对于REF引脚电位的单端输出。

RG的值还决定前置放大器级的跨导。当减小RG以提高增益时，前置放大器级的跨导逐渐增加到接近输入三极管的跨导。这具有三个重要优点。第

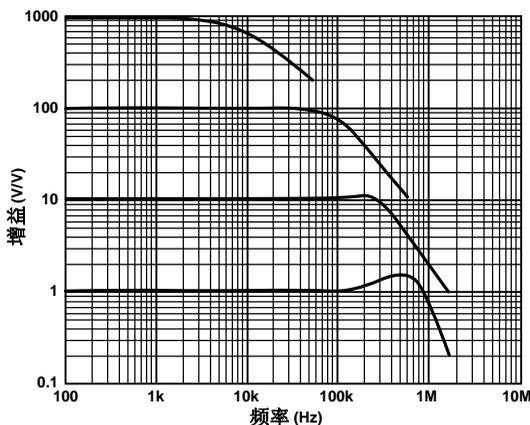


图3-8. AD620 的闭环增益与频率的关系

一，随着设置增益的增加，开环增益也增加，从而降低了同增益有关的误差。第二，随着设置增益的增加，增益带宽积（由C1，C2和前置放大器跨导决定）也增加，因而改善优化了放大器的频率响应。图3-8示出AD620的闭环增益与频率的关系。

AD620还在宽频率范围内具有优良的CMR，见图3-9所示。

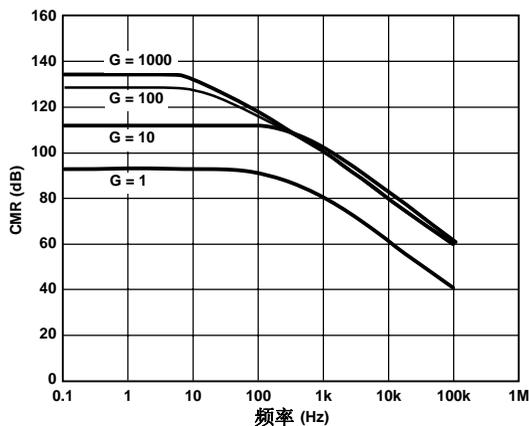


图3-9. AD620 的CMR与频率的关系

图 3-10 和图 3-11 分别示出 AD620 的增益非线性和小信号脉冲响应。

$$R_G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{G - 1}$$

这里，电阻器 R_G 以 $\text{k}\Omega$ 为单位。

选择 $24.7\text{k}\Omega$ 阻值是以便于使用标准 1% 电阻值设置最常用的增益。

低成本仪表放大器

AD622 是 AD620 的低成本版本（见图 3-6）。AD622 采用改进的生产方法，以提供较低的成本提供 AD620 的大部分性能。

图 3-12、图 3-13 和图 3-14 分别示出 AD622 的 CMR 与频率的关系、增益非线性与频率的关系和闭环增益与频率的关系。

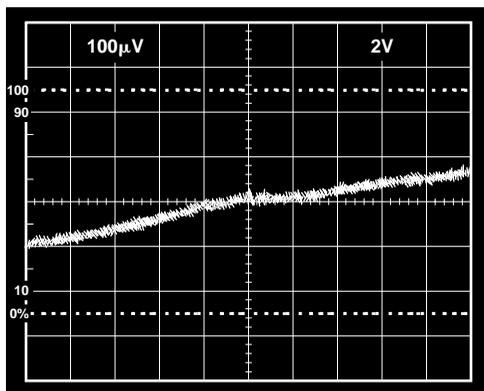


图 3-10. AD620 的增益非线性 ($G = 100$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, 垂直刻度: $100\text{ }\mu\text{V}/\text{div} = 100\text{ ppm}/\text{div}$, 水平刻度 $2\text{ V}/\text{div}$)

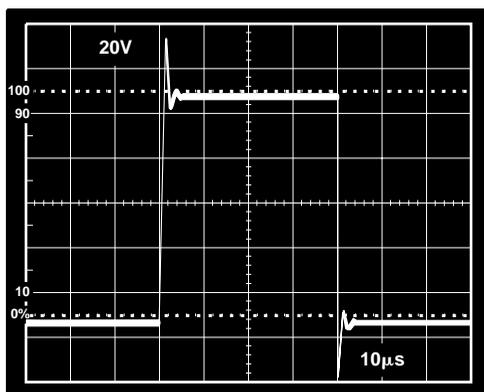


图 3-11. AD620 的小信号脉冲响应 ($G=10$, $R_L=2\text{ k}\Omega$, $C_L=100\text{ pF}$)

第三，输入电压噪声减少到 $9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，主要由输入器件的集电极电流和基极电阻决定的。

内部增益电阻器 R_1 和 R_2 的阻值被调整到 $24.7\text{ k}\Omega$ ，从而允许只利用一只外部电阻器便可精确地设置增益。增益公式为：

$$G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} + 1$$

因此

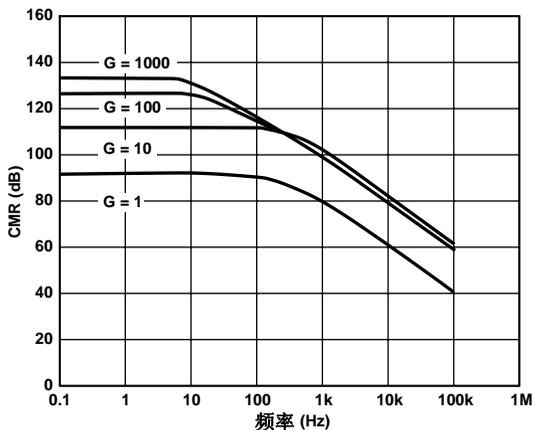


图 3-12. AD622 的 CMR 与频率的关系 (RTI, $0 \sim 1\text{ k}\Omega$ 的源阻抗不平衡)

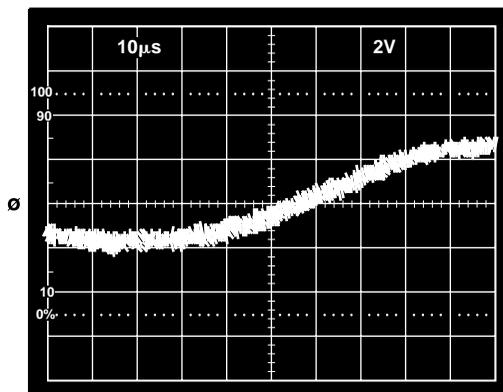


图 3-13. AD622 的增益非线性 ($G=1$, $R_L=10\text{ k}\Omega$, 垂直刻度: $20\text{ }\mu\text{V}=2\text{ ppm}$)

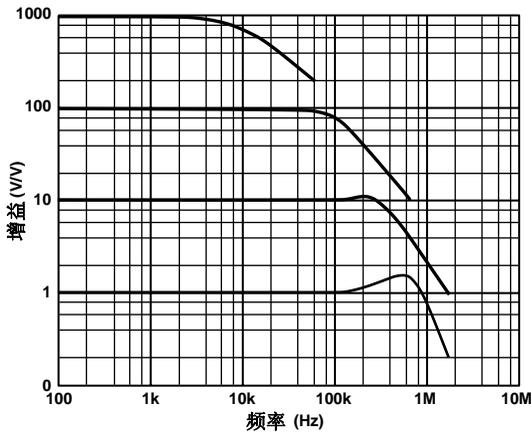


图3-14. AD622 的闭环增益与频率的关系

引脚可设置精密增益仪表放大器

AD621 与 AD620 类似，区别在于 AD621 将设置 10 和 100 倍增益的增益电阻器已经集成在芯片内——无需使用外部电阻器。如果选择 100 倍增益只需要一个外部跨接线（在引脚 1 和 8 之间）。如果选择 10 倍增益，则断开引脚 1 和引脚 8。由于片内增益电阻能够跟踪反馈电阻的温度系数（TC），因此它在规定的温度范围内可以提供优良的增益稳定性。图 3-15 示出 AD621 的原理图。AD621 具有 0.15% 的最大总增益误差和 $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 的增益漂移，其片内精度远高于 AD620。

也可使用一只外部增益电阻器将 AD621 设置为在 10 和 100 之间的增益下工作，但增益误差和增益温度漂移将恶化。使用外部电阻器设置增益的公式为：

$$G = (R1 + R2)/R_G + 1$$

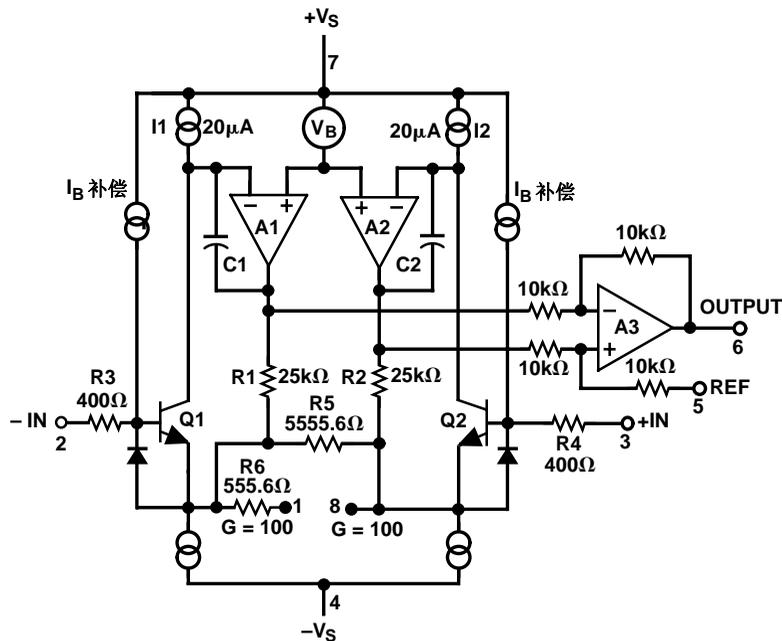


图3-15. AD621 的原理图

图 3-16 和图 3-17 分别示出了 AD621 的 CMR 与频率的关系和闭环增益与频率的关系。

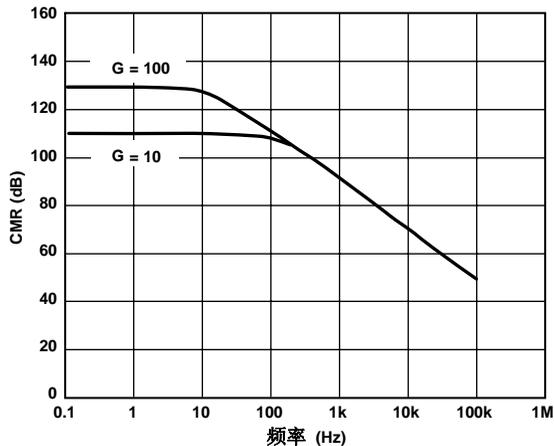


图 3-16. AD621 的 CMR 与频率的关系

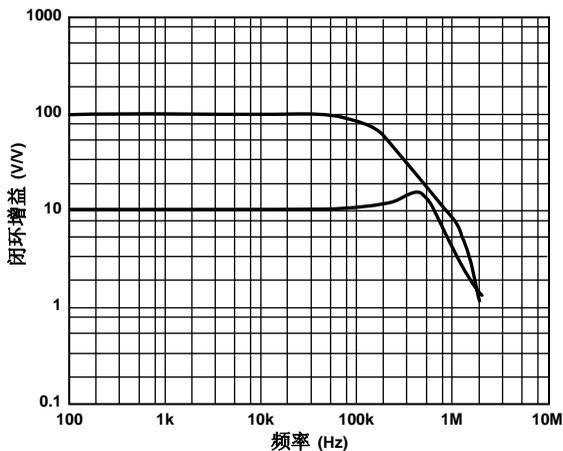


图 3-17. AD621 的闭环增益与频率的关系

图 3-18 和图 3-19 分别示出了 AD621 的增益非线性和小信号脉冲响应。

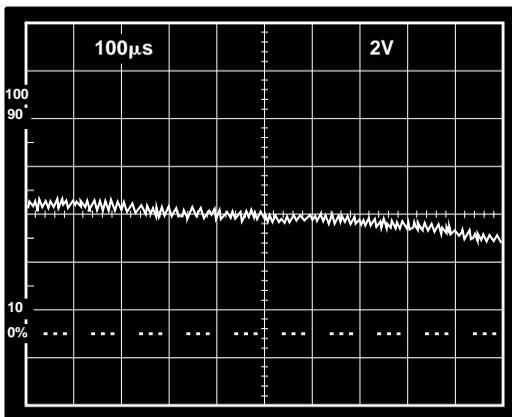


图 3-18. AD621 的增益非线性 ($G = 10$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, 垂直刻度: $100 \mu\text{V}/\text{div} = 100 \text{ ppm}/\text{div}$, 水平刻度 $2 \text{ V}/\text{div}$)

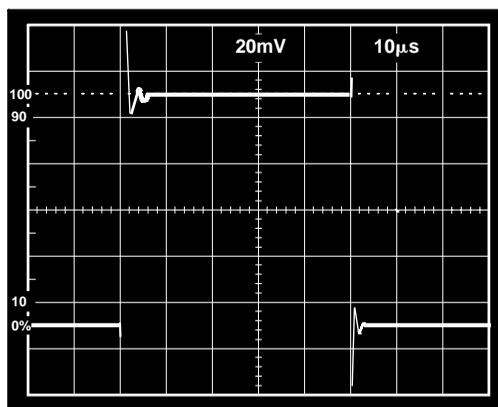


图 3-19. AD621 的小信号脉冲响应 ($G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$)

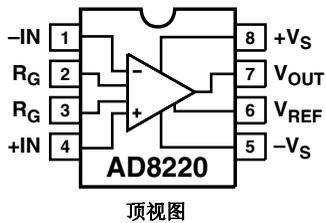


图 3-20. AD8222 的内部连接图

AD8220 是一种 FET 输入、增益可设置的高性能仪表放大器，其最大输入偏置电流为 10 pA。它还具有优良的高频 CMR（见图 3-20）。AD8220 在 $G=1$ 的条件下，在 DC~20 kHz 的频带内可保持 70 dB 的最小 CMR。这种极高输入阻抗与规定频率范围内高 CMR 的结合，使得 AD8220 适用于病人监护等应用。在这些应用中，输入阻抗是很高，并且必须抑制高频干扰。

精密仪表放大器 AD8220 的 R-R 输出、低功耗和超小的 MSOP/CSP 封装，使其非常适合于多通道应用。

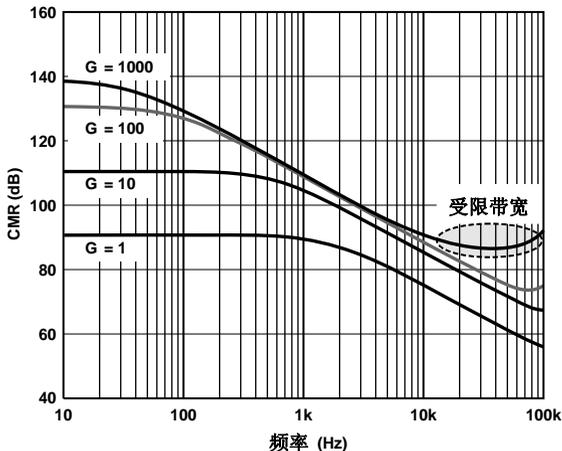


图 3-21. AD8220 的 CMR 与频率的典型关系

可以使用一只电阻器在 1~1000 的范围内设置 AD8220 的增益。AD8220 可采用单电源或双电源供电，并且非常适合于输入电压接近电源电压的应用。此外，在当受限于单电源的低电压时，它的 R-R 输出级可提供最大的动态范围。

自稳零仪表放大器

自稳零是一种动态地消除失调电压和失调电压漂移的技术，它能将折合到输入端的失调电压降低到 μV 量级，并且将失调电压漂移降低到 $\text{nV}/^\circ\text{C}$ 量级。

AD8230（见图 3-22）是一种利用自稳零电路结构并且兼备高共模信号抑制能力的仪表放大器。

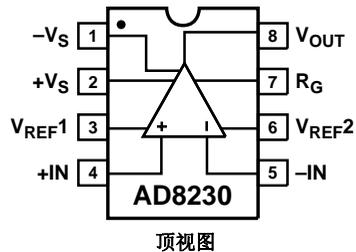


图 3-22. AD8230 的内部连接图

AD8230 的内部信号路径由一级有源差分采样保持级（前置放大器）和一颗差分放大器（增益放大器）组成。这两颗放大器都能实现自稳零功能，以最大程度降低失调和漂移。全差分电路结构增强了对寄生噪声和温度影响的抵抗能力。放大器增益由两只外部电阻器设置，以便于实现温度系数 (TC) 匹配。AD8230 能够接受包括电源电压 ($\pm 5\text{V}$) 在内的共模电压输入。

其信号采样速率由内置的 10 kHz 振荡器和为获得非重叠时钟相位所需要的逻辑电路控制。为简化功能描述, 将使用两个连续的时钟相位 A 和 B 分别说明其内部工作顺序, 见图 3-23 和图 3-24。

在时钟相位 A 的周期中, 将采样电容器 (C_{SAMPLE}) 连接在两个具有共模电压的输入信号端。输入信号的差分电压 (V_{DIFF}) 储存在 C_{SAMPLE} 中。只要 C_{SAMPLE} 上的电压与前置放大器的共模电压不同, 则输入的共模电压就会影响 C_{SAMPLE} 。在此期间, 将增益放大器与前置放大器断开, 使其输出保持在之前采样的输入信号幅度, 即保持在图 3-23 所示的保持电容器 (C_{HOLD}) 上。

在时钟相位 B 的周期中, 在采集模拟输入信号时消除了输入共模分量。该前置放大器的共模输出保持在参考电位 (V_{REF})。当 C_{SAMPLE} 的下极板连接到前置放大器的输出端时, 输入信号的共模电压被拉到放大器的共模电压 V_{REF} 。用这种方法, 使 C_{SAMPLE} 与前置放大器具有相同的共模电压。这时将余下的差分信号提供给增益放大器, 并且刷新 C_{HOLD} 上的信号电压, 见图 3-24。

图 3-25~图 3-28 详细示出 AD8230 的内部工作过程。如上所述, 前置放大器和增益放大器都具有自稳零功能。正如图 3-25 所示, 在时钟相位 A 的周期中, 前置放大器自动调零, 同时 C_{SAMPLE} 连接到信号源。

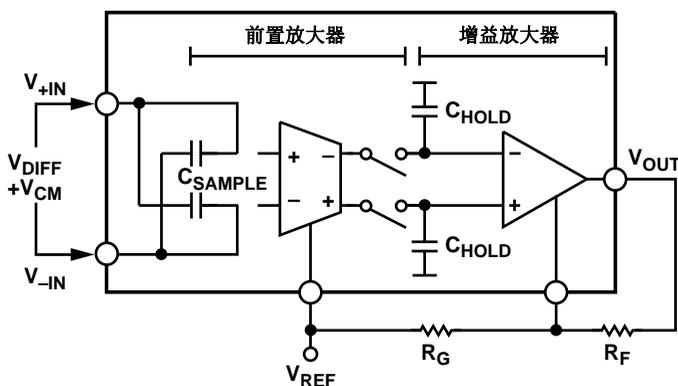


图 3-23. AD8230 在时钟相位 A 的采样周期。输入信号的差分分量储存在采样电容 C_{SAMPLE} 上。增益放大器调理储存在保持电容 C_{HOLD} 上的信号。增益由电阻器 R_G 和 R_F 设置。

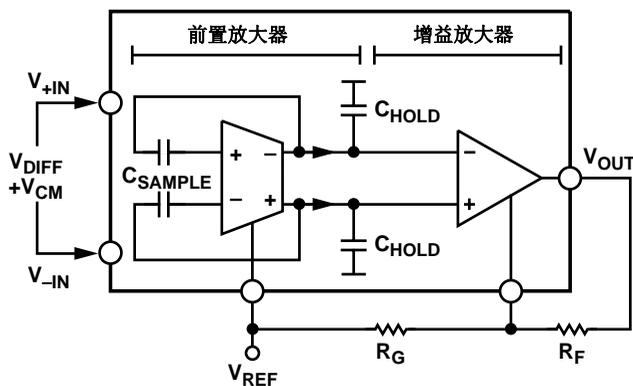


图 3-24. AD8230 在时钟相位 B 的采样周期。差分信号被转移到保持电容 C_{HOLD} 上, 刷新储存在 C_{HOLD} 上的信号电压值。增益放大器继续调理储存在 C_{HOLD} 上的信号。

在时钟相位B的周期中，前置放大器的两个输入端不再被短接，并且采样电容器被连接到前置放大器的输入端和输出端，见图 3-27。前置放大器在时钟相位A的周期中已经自动调零，因此具有最小的失调电压。当将采样电容器连接到该前置放大器时，采样电容器的共模电压被拉到 V_{REF} 电位。前置放大器将差分信号输出到 C_{HOLD} 上。

主放大器继续输出经过放大的差分信号，见图 3-28。利用在时钟相位A的周期中储存在 C_{M_HOLD} 上的调零放大器的修正电位，可以使主放大器的失调误差保持最小。在该相位周期中，调零放大器比较其两个差分输入，并且使用修正电压驱动其调零端口以修正其自身的失调，最终将其保持在 C_{N_HOLD} 上。通过这种方式，调零放大器在修正下一次时钟相位A中主放大器的失调之前，会在时钟相位B的周期中减小其自身的失调。

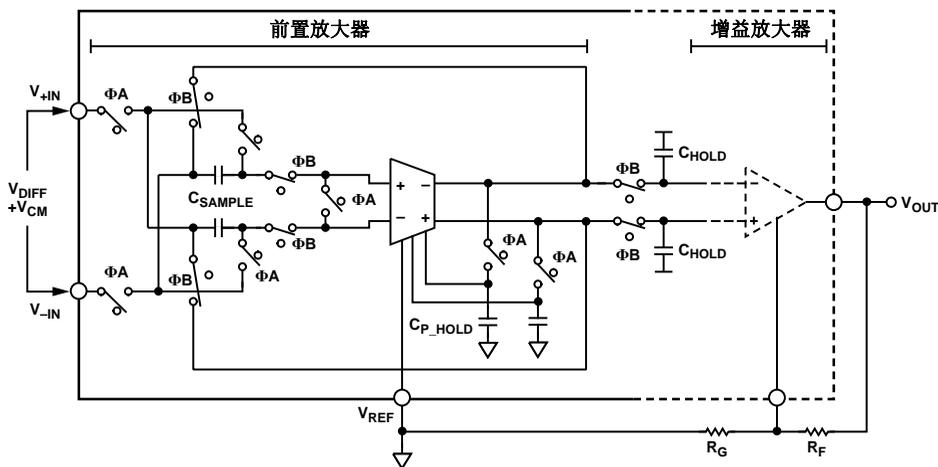


图 3-27. 时钟相位 B 的周期中前置放大器的详细原理图。由于在时钟相位 A 的周期中对前置放大器的失调进行过修正，因此此时其失调较低。将 C_{SAMPLE} 连接到前置放大器的输入端和输出端，并且将差分电压传递到 C_{HOLD} 上。

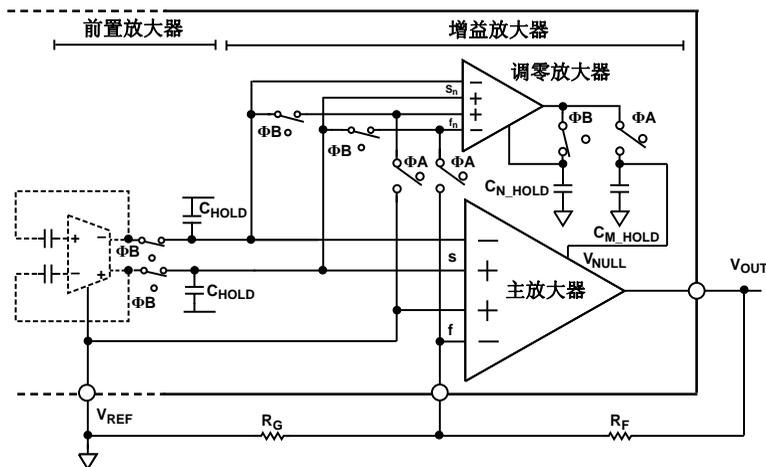


图 3-28. 时钟相位 B 的周期中增益放大器的详细原理图。调零放大器通过将修正电压施加到其自身的辅助端口并且将该修正信号存储在 C_{N_HOLD} 上，消除其自身的失调。主放大器继续调理保持在 C_{HOLD} 上的差分信号，由于在时钟相位 A 的周期中对主放大器的失调进行过修正，因此此时保持最小的失调。

使用两个外部电阻器设置 AD8230 的增益。该增益可由下式表示：

$$G = 2 \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right)$$

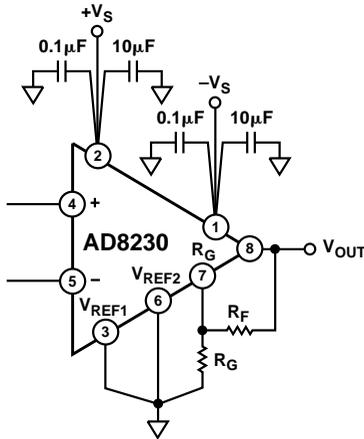


图 3-29. 增益设置

表 3-2. 使用标准 1% 电阻器设置增益

增益	R_F	R_G	实际增益
2	0 Ω (短路)	无	2
10	8.06 k Ω	2 k Ω	10
50	12.1 k Ω	499 Ω	50.5
100	9.76 k Ω	200 Ω	99.6
200	10 k Ω	100 Ω	202
500	49.9 k Ω	200 Ω	501
1000	100 k Ω	200 Ω	1002

图 3-29 和表 3-2 提供了一些增益设置的示例。如表 3-2 所示，AD8230 可以接受多种电阻值。由于该仪表放大器具有有限的驱动能力，因此必须确保增益设置电阻的和同输出负载的并联电阻大于 2 k Ω 。

$$R_L \parallel (R_F + R_G) > 2k\Omega$$

通过使用阻值较小的反馈电阻 R_F ，可以最大程度减小高温下的失调电压漂移。其原因应归于 R_G 引脚（引脚 7）上的结漏电流。

图 3-30 示出了 AD8230 的 CMR 与频率的关系。图 3-31 的图线是在 $G=10$ 的条件下 AD8230 的增益平坦度与频率的关系曲线。

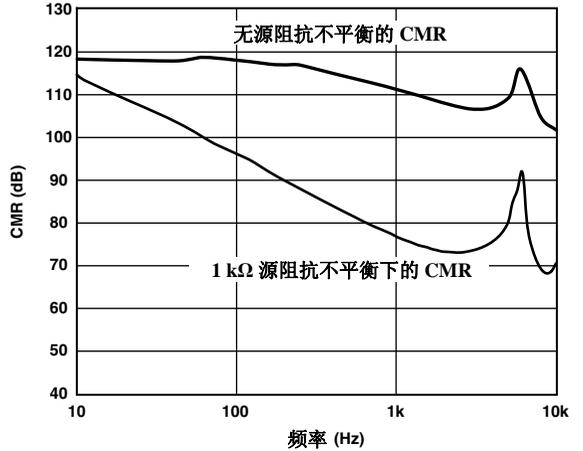


图 3-30. AD8230 的 CMR 与频率的关系

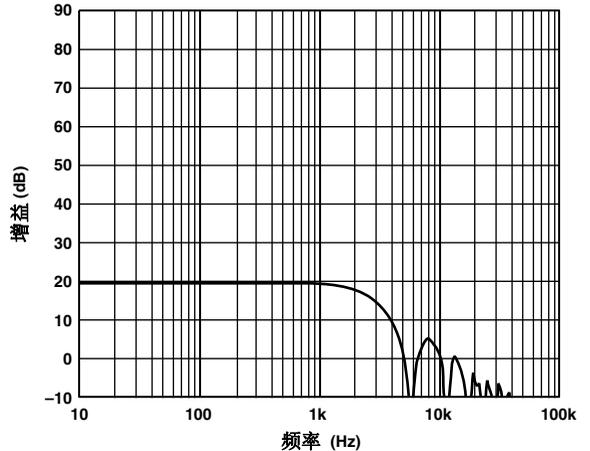


图 3-31. $G=10$ 的条件下，AD8230 的增益与频率的关系

AD8553 是一款精密电流模自稳零仪表放大器，它可以采用单电源供电。电流模修正电路结构使其无需在管芯中集成微调电阻即可达到高精度。

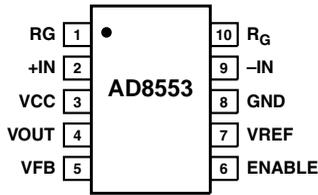


图 3-32. AD8553 的内部连接图

图 3-32 示出了 AD8553 的内部连接图，图 3-33 示出了 AD8553 的原理图（不含修正电路），说明了 AD8553 的基本工作原理。该电路由电压电流放大器（M1~M6）和随后的电流电压放大器（R2 和 A1）构成。如果在输入端施加差分输入信号，则会迫使电流流过外部电阻器 R1，从而将输入电压转换为信号电流。三极管 M3~M6 将该信号电流放大两倍并且传送到运算放大器 A1 的反相输入端。放大器 A1 和外部电阻器 R2 形成了电流电压转换器，以在输出端 V_{OUT} 处产生满电源摆幅（R-R）输出电压。

运算放大器 A1 是高精密自稳零放大器。该放大器具有自校准电流模放大器电路结构，同时还能够向用户提供真正的电压输入电压输出的仪表放大器。它会在内部修正失调误差。

将外部参考电压施加到 A1 的同相输入端，以便于进行输出失调用调节。由于 AD8553 本质上是一种斩波仪表放大器，因此通常需要对输出信号进行某种类型的低通滤波。可以使用外部电容器 C2 滤除高频噪声。

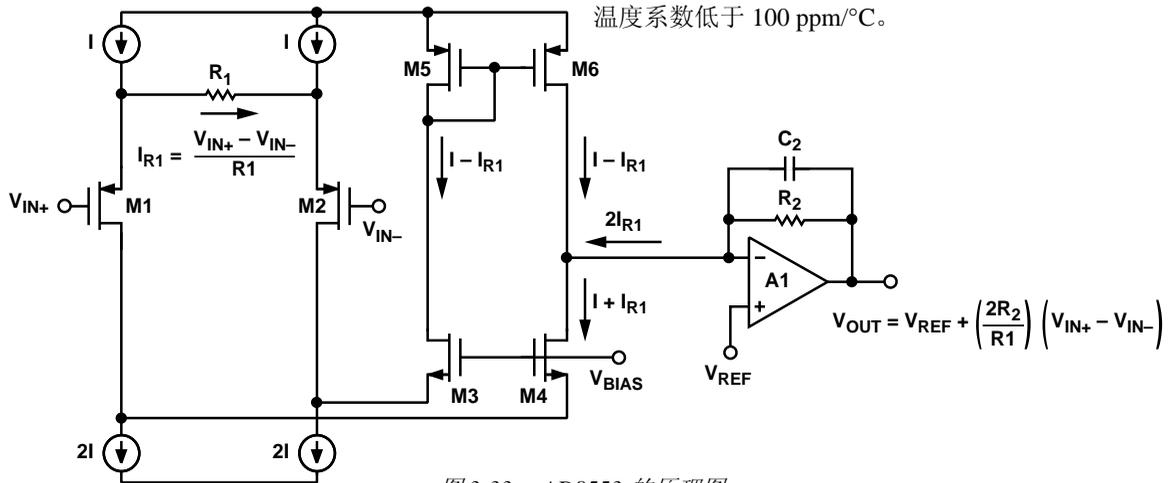


图 3-33. AD8553 的原理图

AD8553 的引脚排列允许用户直接使用电压电流转换器的输出端（引脚 5）的信号电流。用户可以选择将 AD8553 用作电流输出器件，而非电压输出器件。

AD8555 是一种零漂移传感器信号放大器，它具有可数字设置的增益和输出失调。AD8555 适合于方便和准确地将可变压力传感器和应变桥的输出转换到合适的输出电压范围，它还能精确地放大许多其它的差分传感器输出信号和单端传感器的输出信号。

图 3-34 示出了 AD8555 的引脚排列，图 3-35 示出了 AD8555 的原理图。

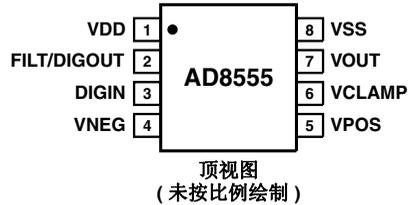


图 3-34. AD8555 的内部连接图

AD8555（和 AD8556）使用自稳零和“斩波”技术以保持零漂移。A1、A2、R1、R2、R3、P1 和 P2 形成了差分放大器的第一级增益。其中 A1 和 A2 是自稳零运算放大器，可以最大程度减小输入失调误差。P1 和 P2 是确保可单调变化的数字电位计。对 P1 和 P2 进行设置可以使第一级增益在 4.0~6.4 之间变化，并且保持 7 bit 的分辨率，从而实现了 0.37% 的精细增益调节分辨率。R1、R2、R3、P1 和 P2 均具有相似的温度系数（TC），因此第一级增益的温度系数低于 100 ppm/°C。

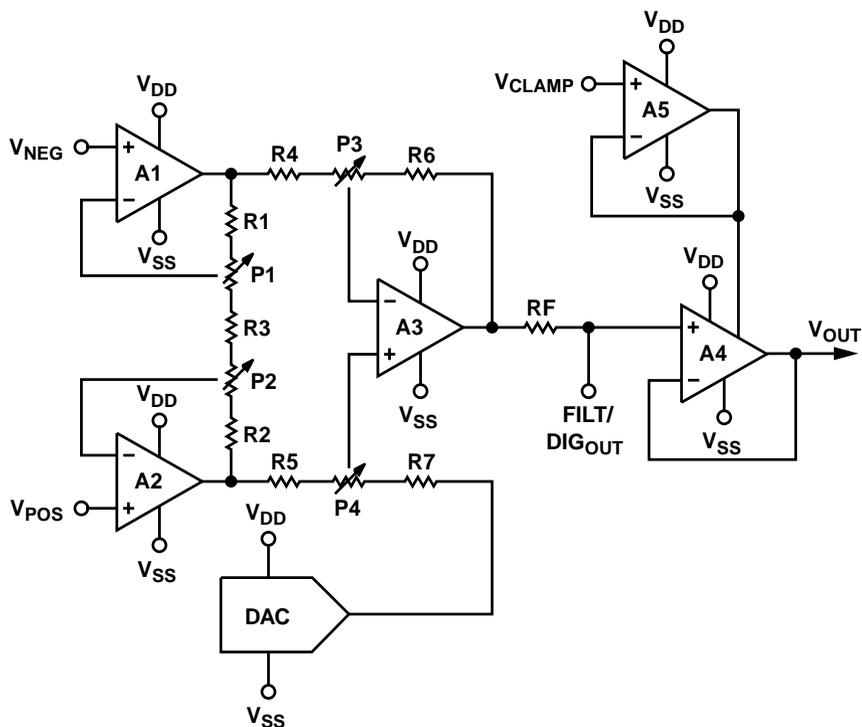


图 3-35. AD8555 的原理图

A3, R4, R5, R6, R7, P3 和 P4 形成了差分放大器的第二级增益。其中 A3 也是自稳零运算放大器，以最大程度减小输入失调误差。P3 和 P4 是数字电位计，使第二级增益在 17.5~200 之间变化，可分为 8 段；使增益可以在较宽的范围内变化。R4, R5, R6, R7, P3 和 P4 均具有相似的温度系数 (TC)，因此第二级增益的温度系数低于 100 ppm/°C。

A5 实现了电压缓冲器，它向放大器的输出缓冲器 A4 提供正极性电源电压。它的功能是将 V_{OUT} 限制到一个最大值，用于驱动供电电压低于 V_{DD} 的模数转换器 (ADC)。A5 的输入端 V_{CLAMP} 具有非常高的输入阻抗，应将其连接到已知的电压，不应使其浮空。然而，高输入阻抗允许使用高阻抗源 (例如，分压器) 设定箝位电压。如果不需要限制 V_{OUT} 的最大值，则应将 V_{CLAMP} 连接到 V_{DD}。

A4 实现了 R-R 输入输出的单位增益电压缓冲器。V_{CLAMP} 经缓冲后为 A4 的输出级供电，而非由 V_{DD} 供电，从而限制了正向摆幅。最大输出电流被限制在 5~10 mA 之间。

可以使用一颗 8 bit 的数模转换器 (DAC) 为放大器的输出产生可变偏移电压，但要确保该 DAC 是单调变化的。为了保持输入信号成比率的特性，可以使用 V_{SS} 和 V_{DD} 驱动 DAC 的参考输入端，因此该 DAC 的输出可在 V_{SS} (码 0) ~ V_{DD} (码 255) 之间摆动。8 bit 的分辨率等于 V_{DD} 和 V_{SS} 之间的差值的 0.39% (例如，对于 5 V 的电源电压，分辨率为 19.5 mV)。DAC 的输出电压 (V_{DAC}) 近似为

$$V_{DAC} \approx \left(\frac{Code + 0.5}{256} \right) (V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}$$

V_{DAC} 的温度系数低于 200 ppm/°C。

放大器的输出电压 (V_{OUT}) 由下式给出

$$V_{OUT} = \text{增益}(V_{POS} - V_{NEG}) + V_{DAC}$$

其中“增益”是第一级增益和第二级增益的乘积。

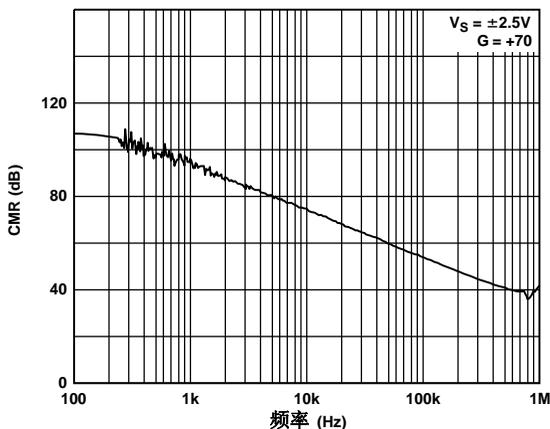


图 3-36. AD8555 的 CMR 与频率的关系

图 3-36 和图 3-37 示出了 AD8555 的 CMR 与频率的关系和 AD8555 的闭环增益与频率的关系。

欲详细了解 AD8555, 请参阅其产品技术资料。

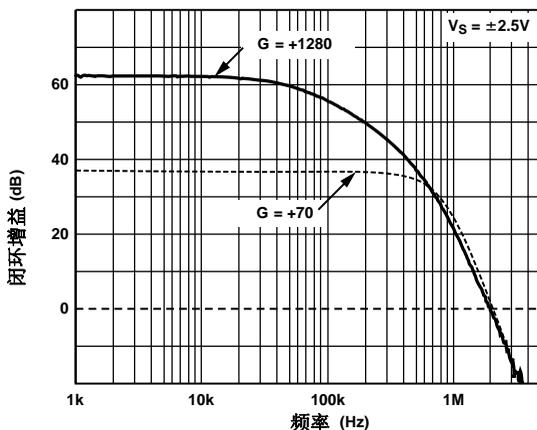


图 3-37. AD8555 输出引脚处测得的闭环增益与频率的关系

AD8556 基本上与 AD8555 相同, 区别在于前者集成了内部 RFI 滤波功能。图 3-38 示出了 AD8556 的框图。有关 AD8556 的工作原理, 请参考前面描述 AD8555 的章节。

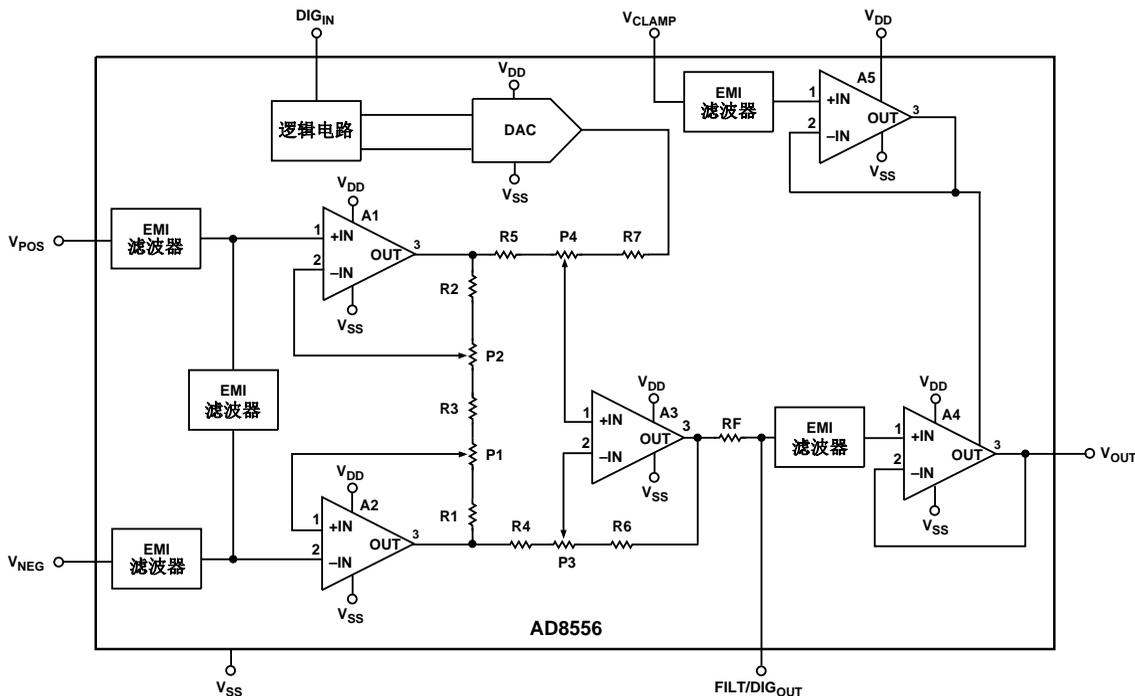


图 3-38. AD8556 的框图, 其中示出了 EMI/RFI 内置滤波器

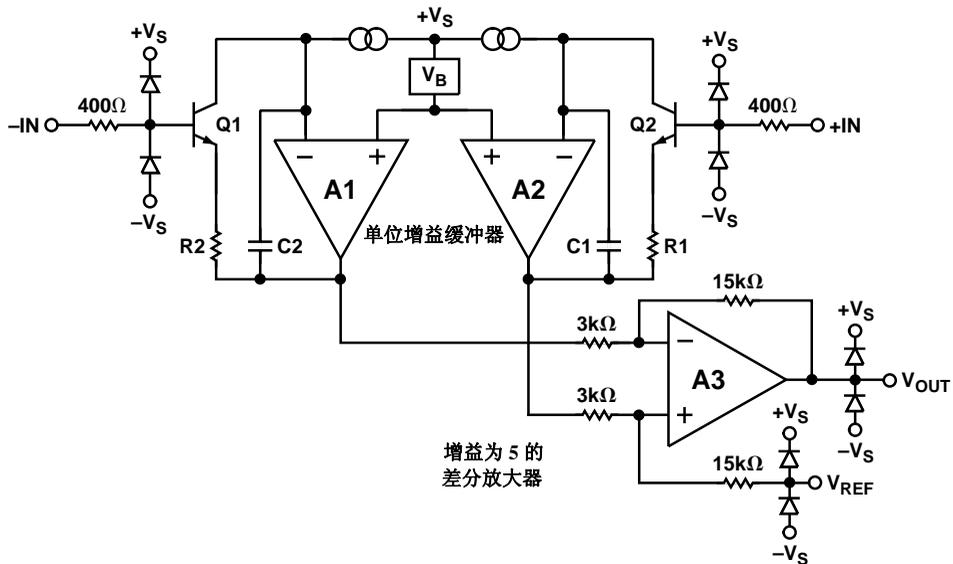


图3-39. AD8225 的原理图

固定增益（低漂移）仪表放大器

AD8225 是一种增益为 5 的精密单片仪表放大器。图 3-39 示出它是一颗三运放仪表放大器。其单位增益输入缓冲器由超βNPN三极管Q1 和Q2 以及运放A1 和A2 组成。这些三极管被补偿以使它们的输入偏置电流极低，典型值为 100 pA或更低。因此，它们的电流噪声也很低，仅 50 fA/√Hz。其输入缓冲器驱动一颗增益为 5 的差分放大器。因为 3 kΩ和 15 kΩ电阻器是比值匹配的，因此其增益稳定性在额定温度范围内低于 5 ppm/°C。

与常见的可变增益仪表放大器的单位增益补偿相比，由于 AD8225 通过补偿可获得固定增益 5，因此它具有宽的增益带宽积。AD8225 创新的引脚排列也增强了其高频性能。由于引脚 1 和 8 未用，所以引脚 1 可连接到引脚 4。而引脚 4 也是 AC 接地，从而平衡了引脚 2 和 3 上的寄生电容。

图3-40示出了AD8225 的 CMR 与 频率的关系，图3-41示出了AD8225 的增益非线性。

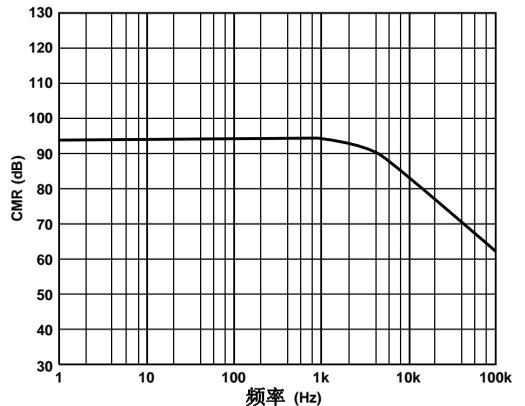


图3-40. AD8225 的 CMR 与 频率的关系

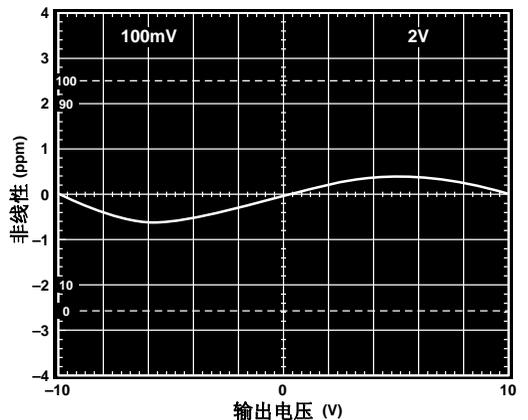


图3-41. AD8225 的增益非线性

单电源仪表放大器

单电源仪表放大器有一些特殊的设计问题需要解决。输入级必须能够放大处于地电位（或非常接近地电位）的信号，并且输出级摆幅要能够接近地电位或电源电压，即高于地电位或低于电源电压几个毫伏（mV）以内。低电源电流也很重要。并且，当仪表放大器工作在低电源电压时，它需要有足够的增益带宽乘积、低失调电压漂移和优良的 CMR 与增益以及 CMR 与频率的关系。

AD623 是一种在三运放仪表放大器电路基础上经过改进的仪表放大器，以确保能够在单电源或双电源条件下工作，甚至工作在共模电压或者低于负电源电压（或单电源工作时，低于接地电位）的条件下。它的其它特点包括 R-R 输出电压摆幅、低电源电流、超小型（MSOP）封装、低输入和输出失调电压、微伏（ μV ）级 DC 失调电压漂移、高 CMR 和仅用一只外部电阻器设置增益。

如图 3-42 所示，将输入信号施加到用作电压缓冲器和 DC 电平移位器的 PNP 型三极管。在每个放大器（A1 和 A2）的反馈路径中采用一只精度调整到 0.1% 以内的 50 k Ω 电阻器确保精确的增益设置。

差分输出为：

$$V_o = \left(1 + \frac{100\text{k}\Omega}{R_G} \right) V_C$$

这里 R_G 以 k Ω 为单位。

然后使用输出差分放大器，将差分电压转换为单端电压，它也抑制了输入放大器的输出端上的任何共模信号。

由于上述所有放大器的摆幅都能达到电源电压的任一端，并且它们的共模范围可扩展到负电源电压以下，因而进一步提高了 AD623 的摆幅范围。

应当注意，与双电源输入电流补偿的仪表放大器（例如，AD620）不同，Q1 和 Q2 的基极电流直接流出输入端。由于这两个输入端（即 Q1 和 Q2 的基极）可工作在接地电位（即，0 V 或更准确的说，低于地电位 200 mV），因此不可能为 AD623 提供输入电流补偿。但是，AD623 的输入偏置电流仍非常小：最大值仅 25 nA。

引脚 6 上的输出电压是相对引脚 5 上的参考端电位测量的。参考端引脚的阻抗是 100 k Ω 。内部 ESD 箝位二极管允许 AD623 的输入端、参考端、输出端和增益端安全地耐受高于正电源电压或低于负电源电压 0.3 V 的过压。对于所有增益，并且在上电或断电时这都有效。后一种情况尤其重要，因为信号源和仪表放大器可能是分开供电的。如果预期过压超过这个值，则应使用外部限流电阻器，将流过这些二极管的电流限制在 10 mA 以内（见第 V 章：仪表放大器的输入保护原理）。这些电阻器的阻值由仪表放大器的噪声幅度、电源电压和所需要的过压保护确定。

由于 A1 和 A2 是电压反馈运算放大器，因此 AD623 的带宽随着增益的增加而减小。但是，对于许多应用，即使在较高的增益下，AD623 仍有足够的带宽。

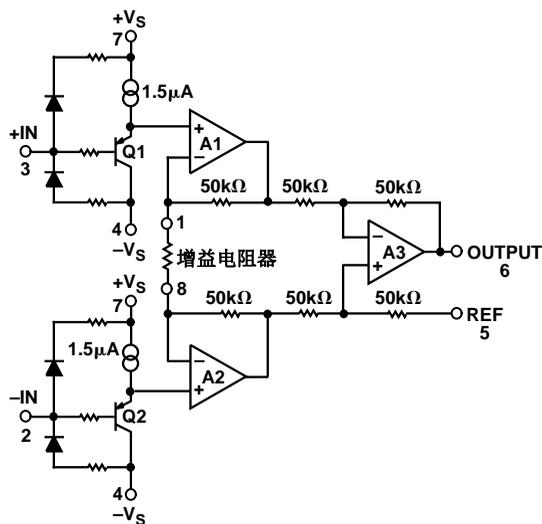


图 3-42. AD623 的原理图

AD623 的增益是由电阻器 R_G 设置的，或者更确切地，是由引脚 1 和引脚 8 之间的阻抗设置的。图 3-43 示出 AD623 的增益与频率的关系。AD623 使用 0.1% ~ 1% 允许偏差的电阻器经过激光微调以实现准确的增益。

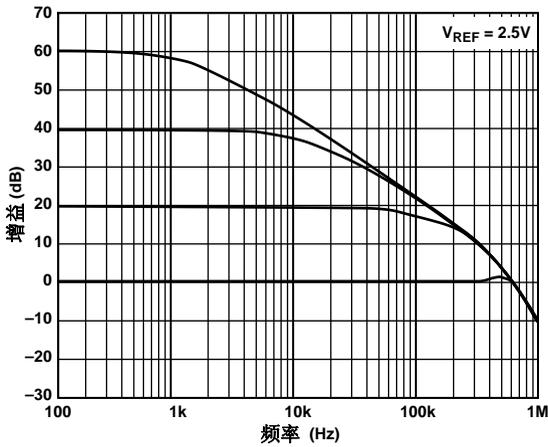


图 3-43. AD623 的闭环增益与频率的关系

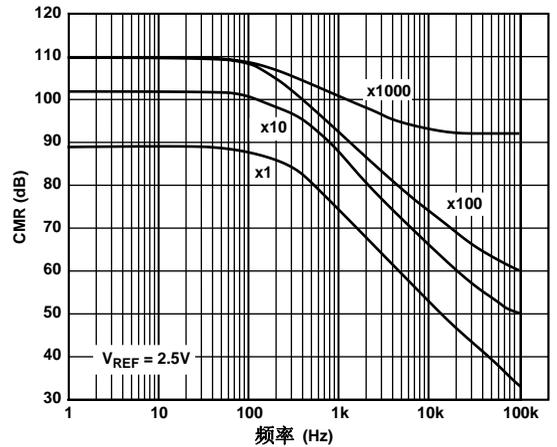


图 3-44. AD623 的 CMR 与频率的关系 ($V_S = \pm 5V$)

表 3-3. 增益电阻的要求阻值

所需增益	R_G 选用 1% 的标准阻值 (Ω)	用 1% 标准阻值计算的增益
2	100 k	2
5	24.9 k	5.02
10	11 k	10.09
20	5.23 k	20.12
33	3.09 k	33.36
40	2.55 k	40.21
50	2.05 k	49.78
65	1.58 k	64.29
100	1.02 k	99.04
200	499	201.4
500	200	501
1000	100	1001

表 3-3 示出对应各种增益所需要的 R_G 值。注意，对于 $G = 1$ ， R_G 两端不连接 ($R_G = \infty$)。对于任何任意的增益， R_G 可使用以下公式计算：

$$R_G = 100k\Omega / (G - 1)$$

图 3-44 示出 AD623 的 CMR 与频率的关系。应当注意，在增益增加到 100 时还具有很高的 CMR，并且当频率高达 200 Hz 时，在很宽的频率范围内 CMR 仍然很高。这可以确保输电线的共模信号（以及它们的谐波）的衰减。

图 3-45 示出 AD623 的增益非线性。

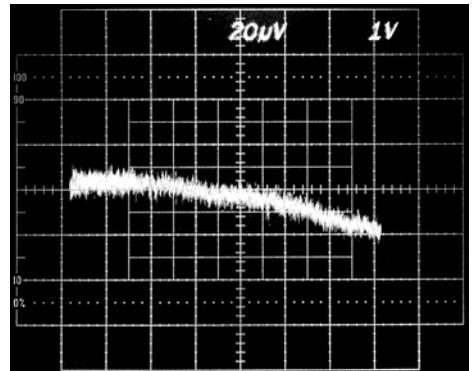


图 3-45. AD623 的增益非线性
($G = -10$, 50 ppm/div)

图 3-46 示出 AD623 的小信号脉冲响应。

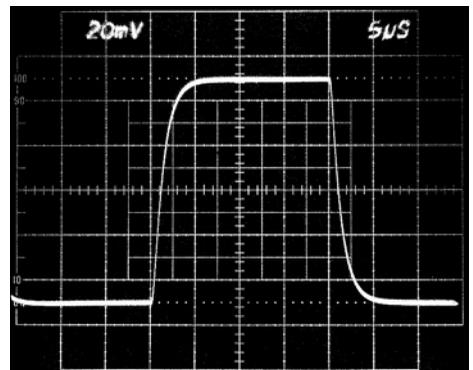


图 3-46. AD623 的小信号脉冲响应
($G = 10$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$)

低功耗、单电源仪表放大器

AD627 是一种单电源、低功耗仪表放大器，它仅使用一只外部电阻器可将增益配置在 5 和 1000 之间。它采用 3 V~30 V 的单电源供电，可以提供 R-R 输出电压摆幅。在 3 V 电源工作条件下，它仅具有 60 μA（典型值）的静态电源电流，总功耗小于 180 μW。

图 3-47 示出 AD627 的原理图。AD627 是使用两个反馈环路构成的真正仪表放大器。它的一般特性类似于那些经典的双运放仪表放大器，并且可视为双运放仪表放大器，但是其内部细节略有不同。AD627 采用改进的电流反馈电路，其与级间前馈频率补偿电路耦合，因而在高于 DC 的频率（特别是 50 Hz~60 Hz 的电源频率）条件下具有比其它低功耗仪表放大器更好的共模抑制比（CMRR）。

如图 3-47 所示，A1 与 V1 和 R5 连接构成一个完整的反馈环路，迫使流过 Q1 集电极电流恒定。假设此时不连接增益设置电阻器（R_G），则电阻器 R2 和 R1 构成环路并且迫使 A1 的输出电压等于具有 1.25（基本准确）增益的反相输入端电压。由 A2 构成的几乎相同的反馈环路迫使一路电流流过 Q2，它基本上与流过 Q1 的电流相等，并且 A2 也提供输出电压。当这两个环路都平衡时，从同相输入端到 V_{OUT} 的增益等于 5，而从 A1 的输出端到 V_{OUT} 的增益等于 -4。A1 的反相输入端增益（1.25）乘以 A2 的增益（-4）使得反相输入端和同相输入端的增益相等。

差模增益等于 $1 + R_4/R_3$ ，标称值为 5，并且具有工厂调整过的 0.01% 最终精度（AD627B 的典型值）。可增加一只外部增益设置电阻器（R_G）将增益提高到 $(R_4 + R_1) / R_G$ 。AD627 的增益由以下公式给出：

$$G = 5 + \frac{200k\Omega}{R_G}$$

对电阻器 R1~R4 进行激光微调以确保它们的阻值尽可能接近增益公式中的绝对值，从而在所有实际增益条件下器件具有低增益误差和高 CMR。

图 3-48 示出 AD627 的 CMR 与频率的关系。

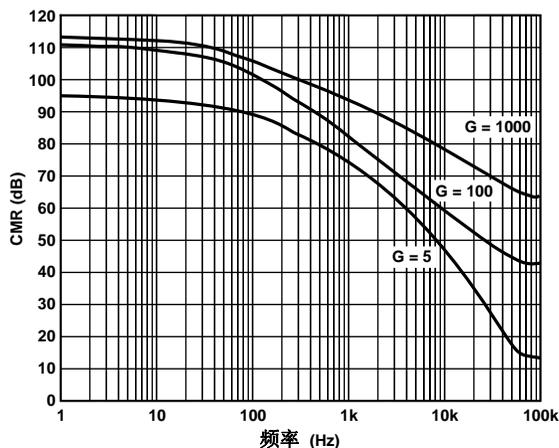


图 3-48. AD627 的 CMR 与频率的关系

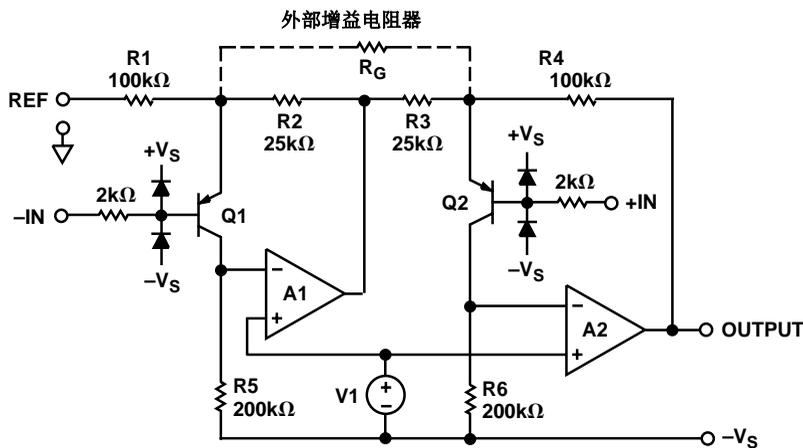


图 3-47. AD627 的原理图

图 3-49 和图 3-50 分别示出了 AD627 的增益与频率的关系以及增益非线性。

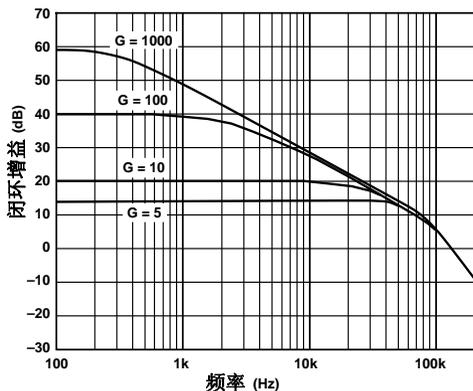


图 3-49. AD627 的闭环增益与频率的关系

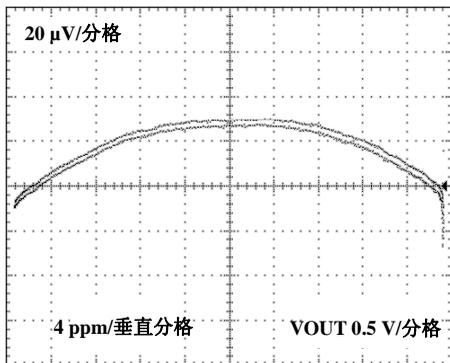


图 3-50. AD627 的增益非线性
($V_S = \pm 2.5 \text{ V}$, $G = 5$, 4 ppm/垂直分格)

AD627 还具有优良动态响应, 如图 3-51 所示。

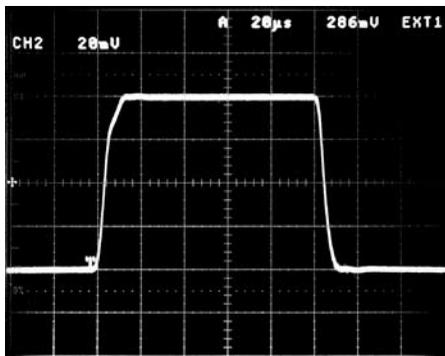


图 3-51. AD627 的小信号脉冲响应
($V_S = \pm 5 \text{ V}$, $G = +10$, $R_L = 20 \text{ k}\Omega$,
 $C_L = 50 \text{ pF}$, $20 \mu\text{s/水平分格}$, 20 mV/垂直分格)

增益可设置仪表放大器

AD8250 和 AD8251 (见图 3-52) 是增益数字可设置的仪表放大器, 它们具有高输入阻抗 ($\text{G}\Omega$) 和低失真, 从而适合于连接传感器和驱动高采样率的模数转换器。这两款产品几乎相同, 区别在于它们的增益范围。AD8250 具有 1、2、5 和 10 的可设置增益, 而 AD8251 具有 1、2、4 和 8 的可设置增益范围 (适用于二进制应用)。这两款产品均具有 10 MHz 的宽带宽、低失真和 $0.5 \mu\text{s}$ 的建立时间 (达到 0.01% 的误差)。输入失调漂移和增益漂移分别仅为 $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 和 $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。除了它们的宽输入共模电压范围之外, 它们在 $G=1$ 的条件下, 在 DC 到 100 kHz 的频率范围内具有 80 dB 的高共模抑制。AD8250 和 AD8251 的精密 DC 性能与高速处理能力的相结合, 使它们特别适合于数据采集和医学应用。此外, 这些单片解决方案通过内部电阻器和放大器的精密匹配, 简化了设计和制造, 同时提高了它们的性能。

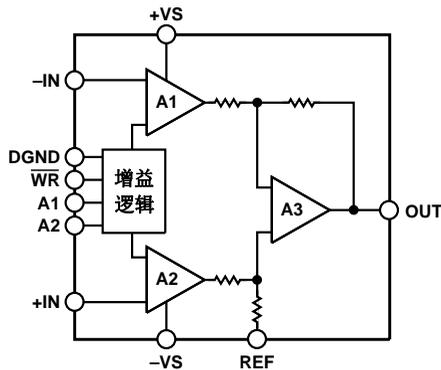


图 3-52. AD8250 和 AD8251 的原理图

AD8250 和 AD8251 用户接口包括并行口, 允许用户采用三种不同方法中的任意一种设置增益 (见图 3-52)。第一种方法是使用 CLK 输入信号将经由总线发送到 A1 和 A2 的 2 bit 字锁存。第二种方法是使用透明模式下的增益端口在 $1 \mu\text{s}$ 内设置增益。最后一种方法是将 A1 和 A2 接到高电平或低电平以永久地设置增益。

AD8250 和 AD8251 都采用 10 引脚 MSOP 封装, 它们在 $-40^\circ\text{C} \sim -125^\circ\text{C}$ 的工作温度范围内达到规定的技术指标, 从而特别适用于着重考虑尺寸和封装密度的应用。为了简化设计, 它们采用一种可以优化布线和提高 AC 性能的引脚排列。

单片差分放大器

差分放大器产品

单片差分放大器是一种特殊类型的仪表放大器，它通常适用于存在很大 DC 或 AC 共模电压的场合。这包括许多常见的电流检测应用，例如电机控制、电池充电器和功率转换器。此外，还可应用在许多高共模电压的汽车电流检测应用，例如电池电压监测、自动变速箱控制、燃油喷射控制、引擎管理、悬挂系统控制、电子转向、电子驻车制动以及混合车辆驱动和混合电池控制。由于这些放大器通常是通过精确放大负载路径中的并联电阻器上的小差分电压来检测电流，因此这些放大器常被称为电流并联放大器。

AD8200 系列产品是基于传统的减法输入放大器的电流并联放大器，其包括电阻分压器结构。这些内置的精密电阻器提供了精度在 0.01% 以内的匹配，与由分立的运算放大器和电阻器构建的差分放大器相比，它具有非常小的总误差。**AD8200** 放大器通过将输入端处的高共模输入电压分压以承受高的共模电压，但 **AD8210** 放大器与此不同，它凭借其内部输入三极管的高击穿电压来耐受高的共模输入电压。这提供了许多优于 **AD8200** 系列放大器的优点，例如较宽的带宽、较高的输入阻抗和较低的总噪声放大。总而言之，这些优点减小了总系统误差。

表 4-1. ADI公司最新一代差分放大器性能一览表¹

产品型号	特点	电源电流 (典型值)	-3dB 带宽 (典型值) (G = 10)	CMR G = 10 (dB) (最小值)	输入失 调电压 (最大值)	失调电 压漂移 ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) (最大值)	RTI 噪声 ² ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) (G = 10)
AD8202	S.S., 28 V CMV, G=20	250 μA	50 kHz	80 ^{3, 4, 5}	1 mV ⁶	10	300(典型值) ³
AD8203	S.S., 28 V CMV, G=14	250 μA	60 kHz ⁷	80 ^{5, 7}	1 mV ⁶	10	300(典型值) ⁷
AD8205	S.S., 65 V CMV, G=50	1 mA	50 kHz ⁸	80 ^{4, 5, 6}	2 mV ⁶	15(典型值)	500(典型值) ⁸
AD8206	S.S., 65 V CMV, G=20	1 mA	100 kHz ³	76 ^{3, 9}	2 mV ⁶	15(典型值)	500(典型值) ³
AD8210	S.S., 电流并联监测器	500 μA	500 kHz ³	100 ^{3, 5}	1 mV ⁶	5(典型值)	80(典型值) ³
AD8212	可调增益; CMV 高达 500 V ¹⁰	200 μA	500 kHz	90	1 mV	10	100(典型值)
AD8213	双通道	1.3 mA ¹¹	500 kHz	100	1 mV	10	70(典型值)
AD8130	270 MHz 接收器	12 mA	270 MHz	83 ^{12, 13}	1.8 mV	3.5 mV	12.5(典型值) ^{12, 14}
AD628	高 CMV	1.6 mA	600 kHz ¹⁵	75 ¹⁵	1.5 mV	4	300(典型值) ¹⁵
AD629	高 CMV, G=1	0.9 mA	500 kHz	77 ¹²	1 mV	6	550(典型值) ¹²
AD626	高 CMV	1.5 mA	100 kHz	55 ¹⁶	500 μV	1	250(典型值)
AMP03	宽带宽, G=1	3.5 mA	3 MHz	85 ¹²	400 μV	NS	750(典型值) ¹²

注:

NS = 未规定, S.S. = 单电源。

¹ 最新产品和技术指标请参见ADI公司网站: www.analog.com。

² 在 1 kHz 频率条件下。RTI 噪声 = $\sqrt{(e_{\text{ni}})^2 + (e_{\text{no}}/G)^2}$ 。

³ 工作在增益为 20 条件下。

⁴ 对于 10 kHz, 小于 2 k Ω 源阻抗不平衡。

⁵ DC ~ 10 kHz。

⁶ 折合到输入端: RFI。

⁷ 工作在增益为 14 条件下。

⁸ 工作在增益为 50 条件下。

⁹ DC ~ 20 kHz。

¹⁰ 使用廉价的外部三极管。

¹¹ 请注意, 每个通道 0.65 mA。

¹² 工作在增益为 1 的条件下。

¹³ 在 4 MHz 频率条件下。

¹⁴ 在频率大于等于 10 kHz 条件下。

¹⁵ 工作在增益为 0.1 的条件下。

¹⁶ f = 10 kHz, $V_{\text{CM}} = 6 \text{ V}$ 。

AD8200 系列电流检测差分放大器具有多种增益选择，为实现下列技术指标之间的折衷提供了设计上的灵活性：

- 1) 并联电阻与待测电路中的功耗
- 2) 并联电阻与信噪比 (SNR)
- 3) 并联电阻与所需放大器的增益

汽车工业标准要求 20 的增益，在大部分情况中，这能够保证对以上这三种关系进行较好的折衷。但是，某些条件需要其它增益。例如，AD8203 工作在增益为 14 的条件下，便于输出信号成比例变化，以适应 5 V 和 3.3 V 的模数转换器 (ADC)，同时仍然使用相同阻值的阻性分流器。

类似地，AD8205 的增益为 50，它适用于要求阻性分流器所消耗功耗极小的应用。较高的增益与阻值较低的阻性分流器一同使用，显然具有较低输出电压。这略微地降低了系统的信噪比性能。

AD8202 由一个前置放大器和一个缓冲器构成，如图 4-1 所示。

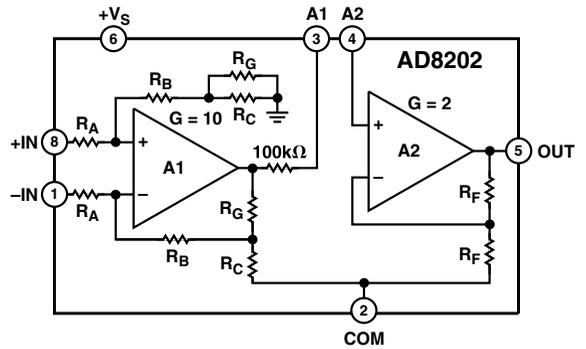


图 4-1. AD8202 的内部连接图

图 4-2 提供了更加详细的电路结构。其前置放大器包括一个动态电桥 (减法器) 电路。由 R_A 、 R_B 、 R_C 和 R_G 组成的两个相同的电阻网络 (阴影区内) 可衰减施加到引脚 1 和引脚 8 上的输入信号。应当注意，当把等幅信号施加到输入引脚 1 和引脚 8 时，并且 A1 的输出等于接地电压 (即，零) 时，两个衰减器构成一个平衡电桥网络。当电桥平衡时，A1 的差分输入电压的输出应为零。

施加到两个输入端的任何共模电压都将保持电桥平衡并且使 A1 的输出为零。由于电阻网络是精心匹配的，所以共模信号抑制能力达到了理想状态。但是，如果施加到两个输入端的信号不同，则会在 A1 的输入端产生差分电压。A1 通过调整其输出作出响应，经过 R_G 驱动 R_B ，从而调整 A1 反向输入端的电压直到与其同相输入端的电压匹配。

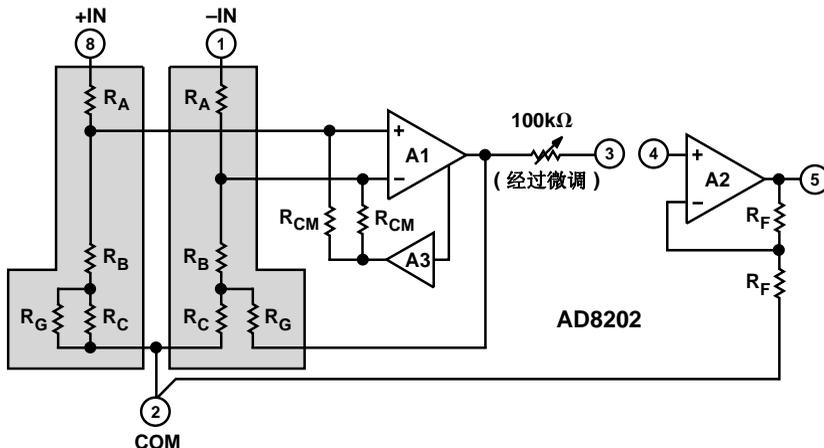


图 4-2. AD8202 原理图

通过衰减引脚 1 和引脚 8 上的电压，放大器的输入被保持在电源电压范围内，即使在引脚 1 和引脚 8 的输入电压超过电源电压或低于接地电位时。输入网络也可以衰减常（差）模电压。 R_C 和 R_G 构成一个与A1 反馈电压成比例的衰减器，从而强制大的输出信号平衡相对小的差分输入信号。电阻器的比值确定前置放大器的增益为 10。

由于差分输入信号被衰减然后放大可产生 10 倍的总增益，因此放大器 A1 以较高的噪声增益工作，从而放大了误差，例如输入失调电压以及引脚 1 和引脚 8 上的噪声。

为了将这些误差减至最小并同时扩大共模范围，使用专用的反馈环路减少施加到A1 端的共模电压范围（相对于给定总输入范围）。通过使施加到补偿器的电压的范围偏移，也可将输入共模范围偏移到包括比电源电压更低的电压。放大器A3 检测施加到A1 的共模信号并且调节匹配的 R_{CM} 电阻器上的电压以减少A1 输入端的共模电压范围。通过调节这些电阻器的共模电压，可以扩展共模输入范围，同时降低常模信号衰减，从而提高了折合到输入端的性能。

通过一只 100 k Ω 的串联电阻器将来自 A1 的动态电桥输出连接到引脚 3，这只 100 k Ω 的电阻器用于低通滤波和增益调节。前置放大器的输入网络中的电阻器和缓冲器反馈电阻器都是经过比率调整以获得高精度。

前置放大器的输出驱动一个增益为 2 的缓冲放大器A2，该增益是通过精心匹配的反馈电阻器 R_F 实现的。

AD8202 的两级系统结构（见图 4-2）使用户能够在输出缓冲器前接入低通滤波器。通过将增益分为两级，来自前置放大器的满度 R-R 信号可在引脚 3 处被滤波，并且输出缓冲放大器能够将滤波后的半满度信号恢复为满度信号。从 A2 的反向输入端看到的源电阻约为 100 k Ω ，从而可以将 A2 的输入偏置电流的影响减至最小。通常，该电流非常小，并且相应地，由于应用中电阻不匹配造成的误差也相当小。关于 AD8202 的原理图和工作原理同样适用于 AD8203。这两款产品几乎相同，区别在于它们的内部预置增益和它们的功耗。

AD8205 差分放大器

AD8205 是一种单电源差分放大器，它使用一种独特的结构，以便在存在快速变化的共模电压的情况下精确放大小差分电流的分流器电压。它以封装器件和裸片两种形式提供。

在典型应用中，AD8205 通过放大放置在其两个输入端之间的并联电阻器两端的电压来测量电流。

AD8205 的增益为 50 V/V，增益精度为 1.2%。在 $-40^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ 的工作温度范围内保证达到该精度。裸片在 $-40^{\circ}\text{C}\sim+150^{\circ}\text{C}$ 的工作温度范围保证达到 1.3%的增益精度。

对于封装器件，温度为 25 $^{\circ}\text{C}$ 时折合到输入端（RTI）的输入失调电压小于 2 mV，在全工作温度范围内其 RTI 输入失调电压最大值为 4.5 mV。裸片在工作温度范围内的 RTI 输入失调电压小于 6 mV。

AD8205 采用 4.5 V \sim 10 V（绝对最大值 = 12.5 V）的单电源供电。电源电流小于 2 mA。

内部电阻器的高精度微调使 AD8205 在 DC \sim 20 kHz 的频率范围内具有优于 78 dB 的 CMR。裸片和封装器件的 CMR 在工作温度范围内都为 76 dB。

输出失调可在 0.05 V \sim 4.8 V（ $V_+ = 5\text{ V}$ ）范围内调节，以便单极性和双极性工作。

AD8205 由两个放大器（A1 和 A2），一个电阻网络，一个小的参考电压电路和一个偏置电路（未示出）组成。见图 4-3。

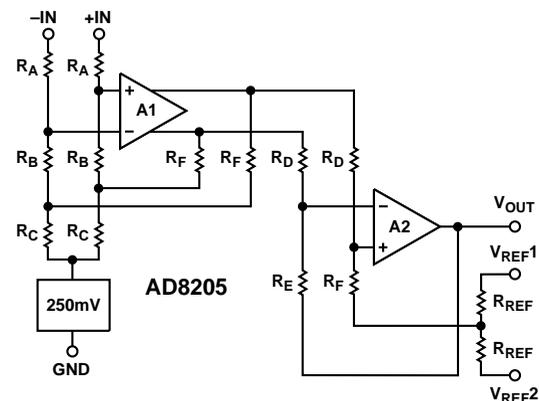


图4-3. AD8205 原理图

A1 前面的输入衰减器由 R_A 、 R_B 和 R_C 组成，它降低共模电压以匹配A1 的输入电压范围。两个衰减器构成一个平衡电桥网络。当电桥平衡时，A1 的输入端处由共模电压产生的差分电压为 0 V。输入衰减比为 1/16.7。 R_A 、 R_B 和 R_C 组成的串联电阻值大约为 $200\text{ k}\Omega \pm 20\%$ 。

通过衰减引脚 1 和引脚 8 上的电压，A1 放大器的输入保持在电源电压范围内，即使引脚 1 和引脚 8 上的电压超过电源电压或低于接地电位时。250 mV 参考电压将衰减器的输入电压偏置到接地电位以上，从而允许放大器在存在负共模电压的情况下工作。

输入网络也会衰减常（差）模电压。A1 将衰减信号放大 26 倍。A1 的输入和输出是差分的，以使 AC CMR 最大。

A2 将来自 A1 的差分电压转换为单端信号并且进一步放大。第二级的增益为 32.15。

参考输入 V_{REF1} 和 V_{REF2} 通过电阻器连接到A2 的正输入端，它允许将A2 的输出失调调节到输出工作范围内的某个值。当这两个参考引脚并联使用时（两个参考端都接地或电源 V_+ ），从参考引脚到输出端的增益为 1 V/V。当这两个参考引脚用于对电源电压分压时（ V_{REF1} 接 V_+ ， V_{REF2} 接地），其增益为 0.5 V/V。

电阻器 R_A 、 R_B 、 R_C 、 R_D 和 R_F 的比值都经过高精度调整以使得CMR可以超过 80 dB。这是通过激光微调得到优于 0.01% 的电阻器匹配度而实现的。

总增益 50 是通过输入衰减 1/16.7 与第一级增益 26 和第二级增益 32.15 相乘得到的。

输出级是 A 类输出级电路，其具有一只 PNP 上拉三极管，并且下拉吸收电流为 300 μA 。

AD8206 与 AD8205 几乎完全相同，区别在于增益和功耗。有关 AD8206 的工作原理，请参见 AD8205 的电路描述。

AD8210 是一种电流并联监测器集成电路(IC)。图 4-4 示出了 AD8210 的框图。

AD8210 的增益是 20 V/V，其增益精度为 0.7%，在 $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ 的工作温度范围内保证达到该精度。

AD8210 采用 4.5 V~5.5 V 的单电源供电。电源电流典型值小于 2mA。

AD8210 包括两个主要模块：一个差分放大器和一个仪表放大器。流过外部并联电阻器的负载电流在输入端产生电压。该输入端通过电阻器 R1 和 R2 连接到差分放大器（A1）。A1 使用三极管 Q1 和 Q2 调节流过 R1 和 R2 的电流（使之达到平衡），从而使输入端上的电压为零。当 AD8210 的输入信号为零时，R1 和 R2 的电流相等。当差分信号不是零时，其中一只电阻器的电流增加，而另一只电阻器的电流减少。该电流差与输入信号的幅度和极性成比例。因为差分输入电压被转换为电流，所以共模抑制不再取决于电阻的匹配；因此可以在宽的共模电压范围内提供高精度和高性能。

由于 R3 和 R4 的作用，流过 Q1 和 Q2 差分电流被转换为差分电压。A2 被配置为一个仪表放大器，并且 A2 将该差分输入信号转换为单端输出电压。其使用内部薄膜电阻器将增益设置为 20 V/V。

输出参考电压很容易通过引脚 V_{REF1} 和 V_{REF2} 设置。在典型配置中， V_{REF1} 连接到 V_{CC} ， V_{REF2} 连接到GND。在该情况下，当输入信号为零时，输出信号以 $V_{CC}/2$ 为中心。

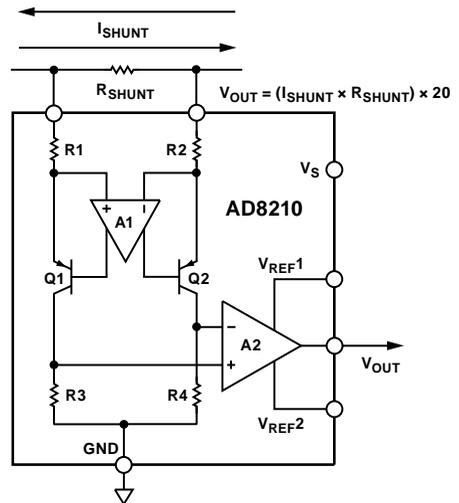


图 4-4. AD8210 的框图

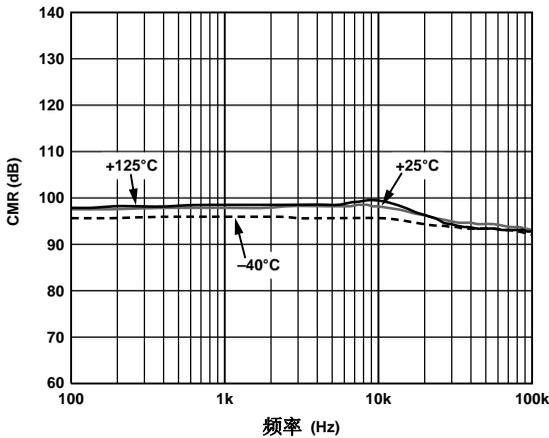


图4-5. AD8210 的 CMR 与频率和温度的关系 (共模电压小于 5 V)

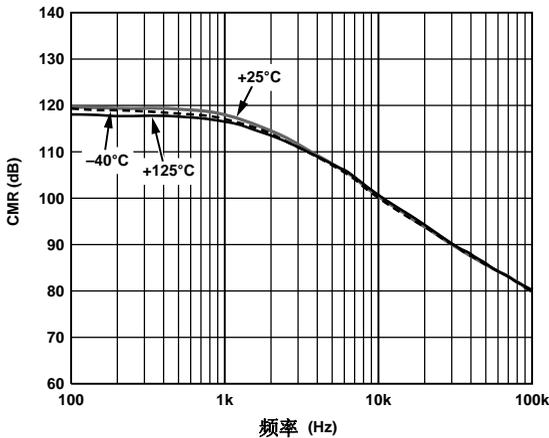


图4-6. AD8210 的 CMR 与频率和温度的关系 (共模电压大于 5 V)

AMP03 是一种单位增益、3 MHz 带宽的单片差分放大器。由于 AMP03 内部集成了匹配薄膜电阻网络，因此可以在规定温度范围内稳定地工作，而不需要昂贵的外部匹配元件。AMP03 对于差分放大器和仪器仪表应用都是一种基本的模拟单元电路（见图 4-7）。

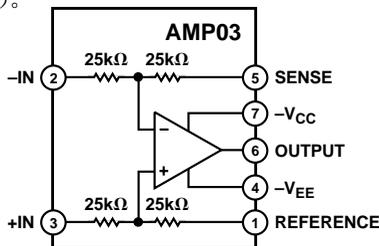


图4-7. AMP03 功能框图

AMP03 的差分放大器结构既能放大两个输入端之间的差分信号，也能提供极高的共模输入电压抑制能力。AMP03 具有典型值为 100 dB 的 CMR，因此能够解决仪器仪表设计中遇到的常见问题。它非常适合完成两个输入信号相加或相减运算，而不需要使用昂贵的外部匹配的精密电阻器。由于 AMP03 在整个频率范围内具有高 CMR，因此对于必须工作在噪声环境中的数据采集系统，它是一种理想的通用放大器。图 4-8 和图 4-9 分别示出 AMP03 的 CMR 与频率的关系及其闭环增益与频率的关系。

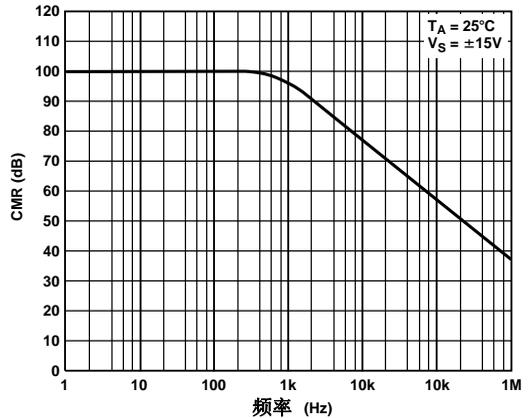


图4-8. AMP03 的 CMR 与频率的关系

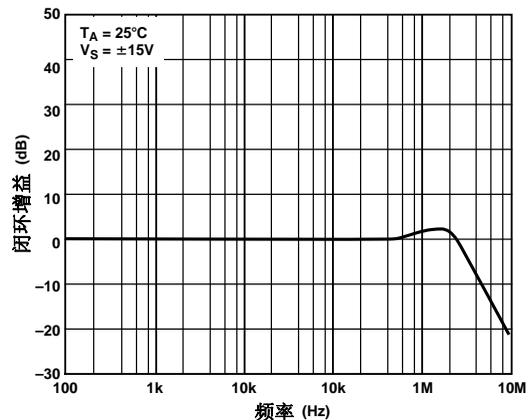


图4-9. AMP03 的闭环增益与频率的关系

图 4-10 示出了 AMP03 的小信号脉冲响应。

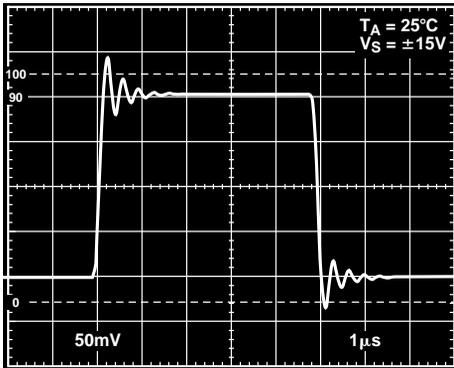


图 4-10. AMP03 的小信号脉冲响应

AD628 是一种由高共模电压差分放大器 A1 结合一个用户配置输出的放大器 A2 构成的 (见图 4-11 和图 4-12)。利用输入端精度为 11:1 的分压器, 可以准确地成比例缩放超过 120V 的差模电压。用户可以将引脚 3 (V_{REF}) 用作参考电压输入端。差分放大器的输出共模电压与施加到参考引脚的电压相同。如果使用未配置的放大器来设置增益, 则将引脚 3 连接到外部增益电阻的一端, 以设置引脚 5 (OUT) 的输出共模电压。

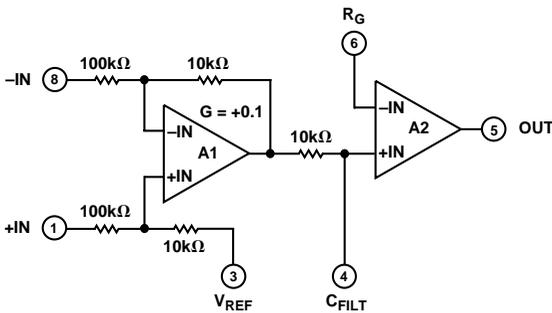


图 4-11. AD628 的原理图

差分放大器 A1 的输出端内部连接到一个绝对精度高于 $\pm 0.1\%$ 的 $10\text{ k}\Omega$ 电阻器。该电阻器连接到输出放大器 A2 的同相输入端, 并且用户可以通过引脚 4 (C_{FILT}) 使用该电阻器。可在引脚 4 上连接一只电容器以实现低通滤波, 还可以连接一只电阻器以进一步减小输出电压, 或者可以连接一个箝位电

路以限制输出摆幅。

该未配置的放大器 A2 是一个高开环增益、低失调、低漂移运算放大器, 其同相输入端连接到内部的 $10\text{ k}\Omega$ 电阻器。它的两个输入端均可由用户使用。

细致的布局设计实现了较高频率下的优良的共模抑制性能。其输入端连接到引脚 1 (+IN) 和引脚 8 (-IN), 这两个引脚与电源引脚 2 ($-V_S$) 和引脚 7 ($+V_S$) 相邻。由于电源引脚是 AC 接地的, 因此输入阻抗平衡, 从而可以在较高的频率下保证高共模抑制。

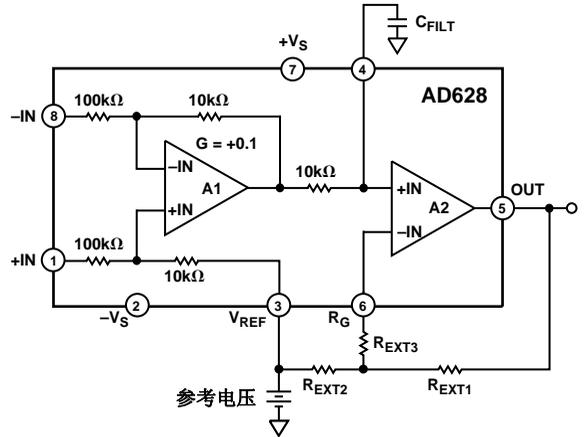


图 4-12. AD628 的电路连接

增益调节

AD628 的系统增益由其内部两个放大器构成的体系结构决定。输入级的增益固定在 0.1; 输出缓冲器的增益可由用户调节, $G_{A2} = 1 + R_{EXT1}/R_{EXT2}$ 。

$$G_{TOTAL} = 0.1 \times \left(1 + \frac{R_{EXT1}}{R_{EXT2}} \right)$$

缓冲放大器的输入偏置电流非常小, 最大值为 2 nA , 因此由缓冲放大器的偏置电流引起的任何失调电压通常都可被忽略 ($2\text{ nA} \times 10\text{ k}\Omega = 20\text{ }\mu\text{V}$)。然而, 为了使偏置电流的影响减至最小, 可以选择 R_{EXT1} 和 R_{EXT2} , 使其并联电阻为 $10\text{ k}\Omega$ 。如果 R_{EXT1} 和 R_{EXT2} 的实际阻值使其并联电阻值小于 $10\text{ k}\Omega$, 则可以增加一只串联电阻器 R_{EXT3} 以补足该差值。表 4-2 列出了几个增益值以及相应的电阻阻值。

表 4-2. 多种增益对应的最相近的标准 1% 电阻阻值
(见图 4-12)

总增益 (V/V)	A2 的增益 (V/V)	R _{EXT1} (Ω)	R _{EXT2} (Ω)	R _{EXT3} (Ω)
0.1	1	10 k	∞	0
0.2	2	20 k	20 k	0
0.25	2.5	25.9 k	18.7 k	0
0.5	5	49.9 k	12.4 k	0
1	10	100 k	11 k	0
2	20	200 k	10.5 k	0
5	50	499 k	10.2 k	0
10	100	1 M	10.2 k	0

为了将系统增益设置为小于 0.1, 通过将电阻器 R_{EXT4} 放置在引脚 4 (C_{FILT}) 和参考电压端之间, 以构建一个衰减器。将 10 kΩ 的电阻器与 A2 的正输入端和 R_{EXT4} 串联以形成一个分压器。A2 将被配置在单位增益下工作。

使用分压器, 并且将 A2 设置到单位增益后,

$$G_{W/DIVIDER} = 0.1 \times \left(\frac{R_{EXT4}}{10 \text{ k}\Omega + R_{EXT4}} \right) \times 1$$

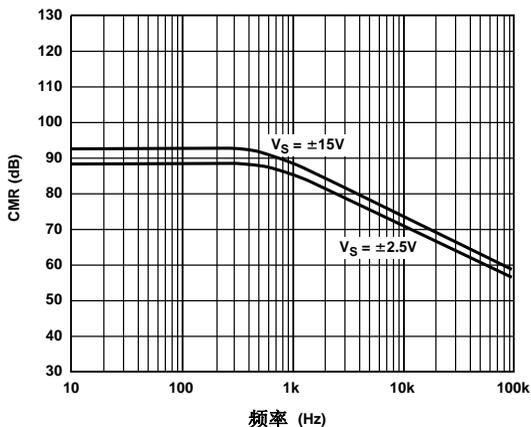


图 4-13. AD628 的 CMR 与频率的关系

有关 AD628 的应用电路的详细信息, 请参考本书的 VI 章。

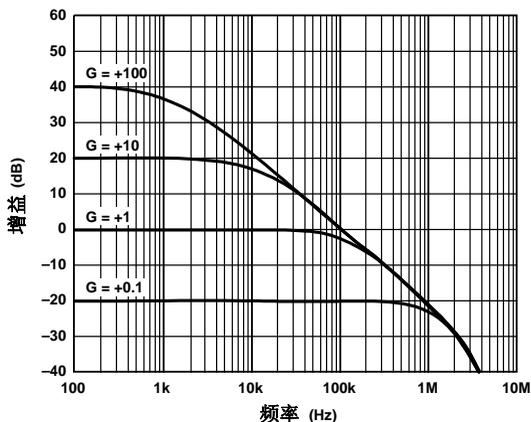


图 4-14. AD628 的小信号频率响应,
 $V_{OUT}=200 \text{ mV p-p}$, $G=+0.1, +1, +10, +100$

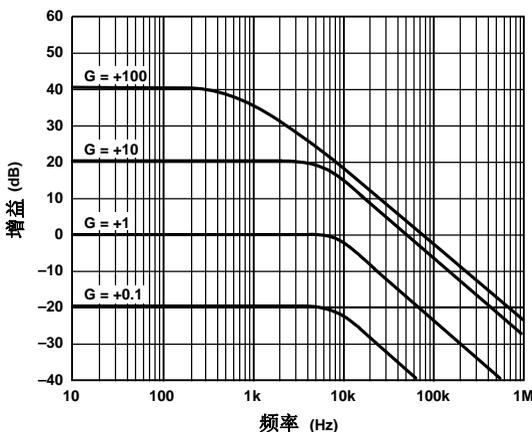


图 4-15. AD628 的大信号频率响应,
 $V_{OUT}=20 \text{ V p-p}$, $G=+0.1, +1, +10, +100$

AD626 是一种单电源或双电源差分放大器, 它由一个精密平衡的衰减器, 一个极低漂移的前置放大器 (A1) 和一个输出缓冲放大器 (A2) 组成。它适合在有共模电压 (远大于电源电压) 的情况下对小差分信号精确放大并且滤波, 而无须使用任何其它有源器件。

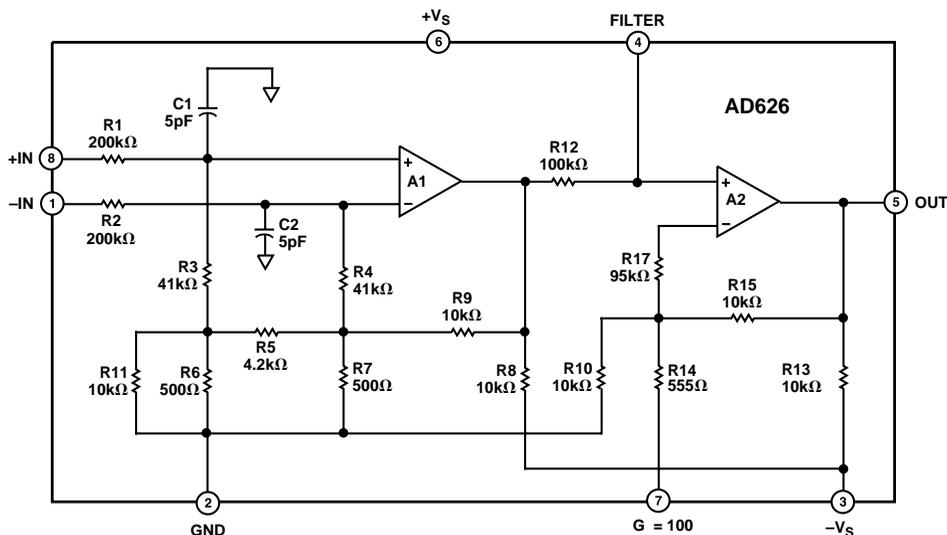


图4-16. AD626 的原理图

图 4-16 示出了 AD626 的主要构成。首先，将引脚 1 和引脚 8 的信号输入施加到由电阻器 R1~R4 构成的双阻性衰减器衰减，其目的是减少前置放大器（基于具有极低漂移的运放 A1 的反馈级）输入端的峰值共模电压。这允许在存在大共模电压的情况下（比 A1 实际输入所能承受的电压大 6 倍）精确地放大差分输入电压。因此，输入共模电压范围扩展到 $6 \times (V_S - 1 \text{ V})$ 。由于 AD626 的 R3 和 R4 经过精密激光微调，可使其总共模误差减至最小，因此它的 CMRR 至少能达到 10,000:1 (80 dB)。A1 的输出经过 $100 \text{ k}\Omega$ (R12) 电阻器连接到 A2 的输入端，从而有助于对有用信号进行低通滤波。AD626 很容易配置成 10 或 100 倍的增益。对于 10 倍增益，只需简单地使引脚 7 悬空；类似地，对于 100 倍增益，将引脚 7 接地。对于 10 和 100 之间的增益，通过在引脚 7 和模拟地 GND 之间连接一只电阻器很容易设置。由于内置电阻器具有 $\pm 20\%$ 的最大允许偏差（尽管它们匹配的比率在 0.1% 以内），因此必须要提供至少 20% 的调节范围。该增益设置电阻器的标称值等于：

$$R = \left(\frac{50000 \Omega}{G - 10} \right) - 555 \Omega$$

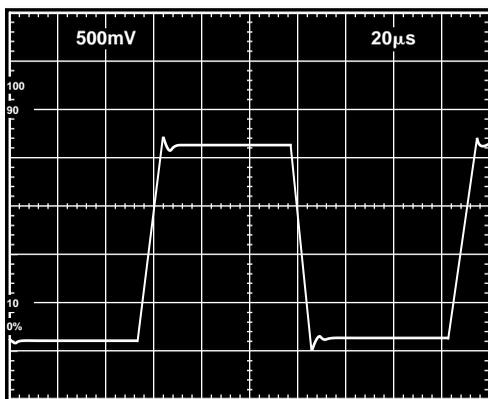


图4-17. AD626 的大信号脉冲响应，G = 10

图 4-17 示出了 AD626 的大信号脉冲响应。

AD629 是一种单位增益差分放大器，它适合用于需要测量具有高达 $\pm 270 \text{ V}$ 共模输入电压的信号。AD629 在存在高共模输入电压的情况下通过提供优良的 CMR 保持测量误差最小。最后，它可工作在 $\pm 2.5 \text{ V} \sim \pm 18 \text{ V}$ 的宽电源电压范围内。

AD629 可以在不需要电流隔离的应用中替代价格昂贵的隔离放大器。图 4-18 示出了 AD629 的内部连接图。图 4-19 示出了 AD629 的 CMR 与频率的关系。

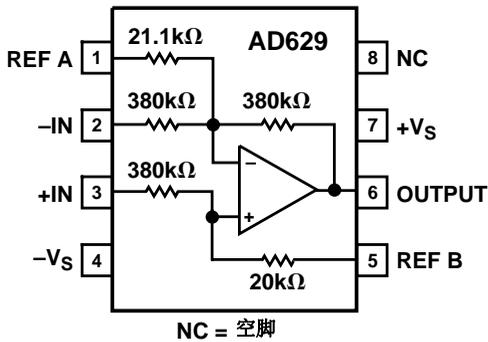


图4-18. AD629 的内部连接图

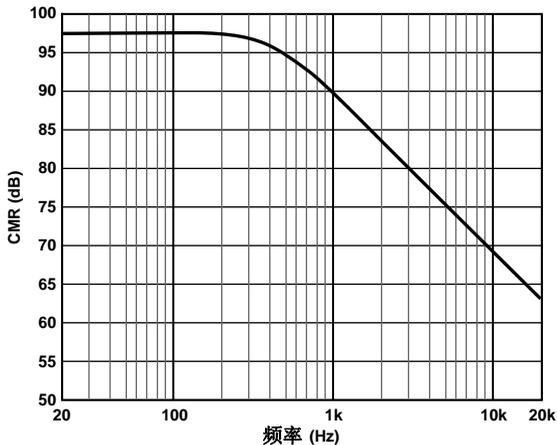


图4-19. AD629 的CMR 与频率的关系

高频差分（接收器）放大器

尽管 AD8130 超高速差分（接收器）放大器系列通常不属于差分放大器，但它却代表一种新型的产品，它们在甚高频（VHF）条件下能提供有效的 CMR。AD8130 具有 270 MHz 的 -3 dB 带宽，在 2 MHz 频率下具有 80 dB 的 CMR，在 10 MHz 频率下具有 70 dB 的 CMR。

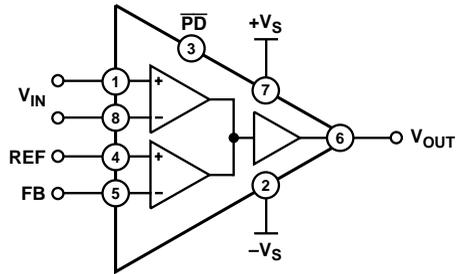


图4-20. AD8130 的功能框图

图 4-20 是 AD8130 的功能框图。其电路设计采用一种被称为有源反馈的结构，这种结构不同于传统运算放大器的结构。与传统运放的一个差分输入对相比，其最明显的差别就是它具有两个独立的差分输入对。对于这种有源反馈结构，通常这两个差分输入对中的一对用于接受差分输入信号，而另一对则用于反馈。反馈路径中的有源级是“有源反馈”名称的由来。该有源反馈结构在几类应用中可提供一些由于传统运放的优点。典型应用中这些优点包括优良的 CMR、宽输入共模范围和具有高阻抗并且完全平衡的差分输入对。

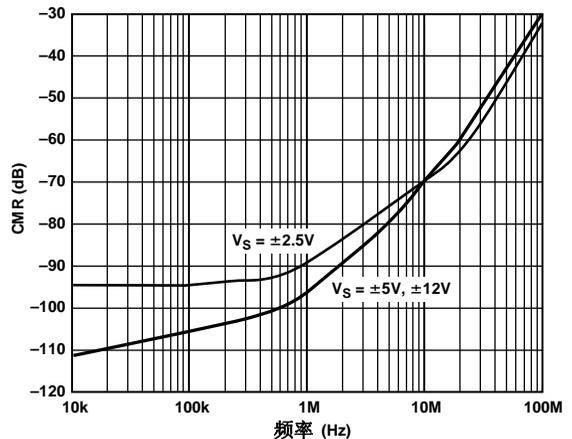


图4-21. AD8130 的CMR 与频率的关系

此外，尽管与运算放大器相同，使用一个外部反馈网络确定增益响应，但其分立的信号路径使它完全不依赖于信号输入。这消除了反馈电路和输入电路之间的任何交互作用，而这种作用通常在传统的差分输入运算放大器电路中引起 CMR 问题。

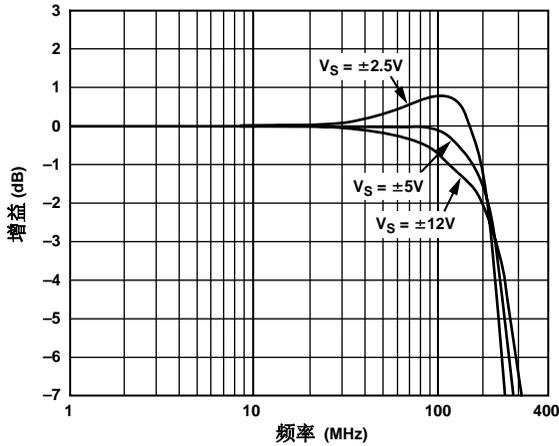


图4-22. AD8130 在不同电源电压条件下增益与频率响应的关系

图 4-21 示出了 AD8130 的 CMR 与频率的关系。图 4-22 示出了 AD8130 在不同电源电压条件下增益与频率响应的关系。

仪表放大器的应用技巧

双电源工作

为仪表放大器供电的传统方法是采用双电源或双极性电源。这具有实现正负输入摆幅和输出摆幅的明显优势。

单电源工作

单电源工作已经成为现代仪表放大器一个越来越有用的特性。许多当今的数据采集系统都采用低电压单电源供电。对于单电源系统，有两个至关重要的特性。首先，仪表放大器的输入范围应当在正电源和负电源之间（或地电位）。其次，放大器的输出摆幅也应当接近电源电压的两端（R-R）。

低电压、单电源 IA 电路中对真正 R-R 器件的需要

当设计工程师忽略了放大器的裕量电压并且在低电压、单电源仪表放大器应用中使用标准产品（非 R-R）时，有时会出现问题。许多双电源仪表放大器的输出摆幅与其两端电源电压差在大约 2V 之内。然而，即使是最好的双电源仪表放大器，其输出摆幅也不可能像单电源仪表放大器那样接近电源电压。

优良的 R-R 仪表放大器（例如 AD623）的输出摆幅在低于电源电压不到 0.5 V ($V_{DD}-0.5V$) 到高于地电位 0.1V ($GND+0.1V$) 之间。其输入电压范围也是类似。应当注意，这些数据仅是保守数据，在输出负载非常小的情况下，其性能更好。因此，当采用 5V 单电源供电时，放大器具有至少 4V 的输出摆幅，而且在许多情况中，输出摆幅高于 4V。

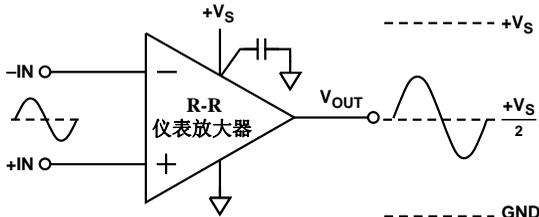


图 5-1. 现代 R-R 仪表放大器在 5V 电源供电下可以具有超过 4V_{p-p} 的输出摆幅，这在使用标准的双电源仪表放大器中是不可能实现的。应当注意，仪表放大器的 V_{REF} 引脚通常被设定在 V_S/2，以便获得最大输出摆幅。

在图 5-1 示出的示例中，对于标准的双电源产品，p-p 输出摆幅仅为约 1V p-p，而对于 R-R 仪表放大器，p-p 输出摆幅为 4V p-p 甚至更大。

电源旁路、退耦和稳定性问题

电源退耦是一个经常被设计工程师忽视的重要细节。通常，在每个 IC 的电源引脚和地之间连接旁路电容器（典型值为 0.1 μF）。尽管通常情况下这可以达到电源退耦，但在实际应用中这中方法可能无效或甚至产生比没有旁路电容器时更糟糕的瞬态电压。因此考虑电路中的电流在何处产生、从何处返回和通过什么路径返回都是很重要的问题。一旦确定，就应当在地周围和其它信号路径周围旁路这些电流。

通常，类似于运算放大器，大多数单片仪表放大器都有其以电源的一端或两端为参考端的积分器，并且应当相对输出参考端退耦。这意味着对于每颗芯片，在每个电源引脚与仪表放大器的参考端在 PCB 上的连接点之间应连接一只旁路电容器，如图 5-2 所示。

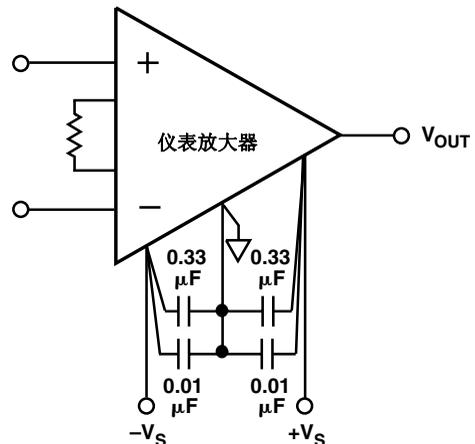


图 5-2. 为电源旁路推荐的方法

有关这些问题更为全面的讨论，请参考应用笔记 AN-202“An IC Amplifier Users’ Guide to Decoupling, Grounding, and Making Things Go Right for a Change,” Paul Brokaw, ADI 公司网站：www.analog.com。

输入接地回路的重要性

AC 耦合是一种屏蔽出现在仪表放大器输入端的 DC 电压的简便方法。但是在不提供 DC 回路的情况下当 AC 耦合到高阻抗的仪表放大器的输入端时，常常导致电路不能工作！这是使用仪表放大器时一个最常见的应用问题。图 5-3 示出了两种常见的不正确连接。

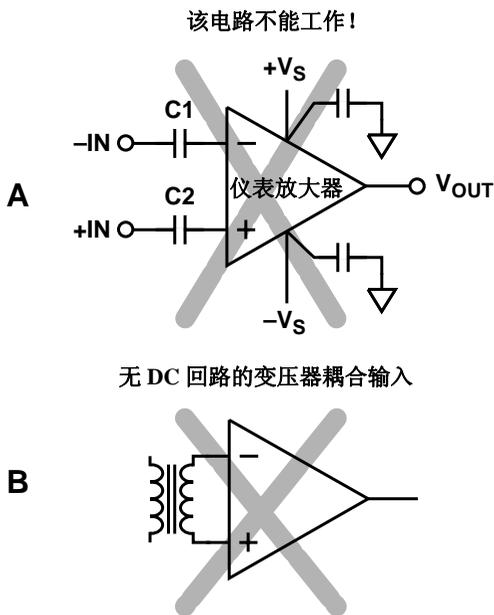


图 5-3. 无法工作的 AC 耦合仪表放大器电路

在图 5-3A 中，输入偏置电流对 AC 耦合电容器充电，直至其电压超过输入共模电压。换言之，电容器将充电到电源电压或放电到地电位，取决于输入偏置电流的方向。目前，对于 FET 输入放大器和电容值非常大的电容器，这个过程会花数分钟才能使仪表放大器开始工作，从而出现临时的实验室测试可能检测不出这一问题，因此如何完全避免该问题是非常重要的。图 5-3B 示出了没有中心抽头或其它用于 DC 返回的器件的变压器耦合输入，因此出现了相同的问题。

用于解决图 5-3A 中电路问题的一种简单解决方案是，在每个输入端和地之间添加一只高阻值的电阻器（R1 和 R2），如图 5-4 所示。现在输入偏置电流可以自由地流到地，并且不会像以前一样产生大的输入失调。

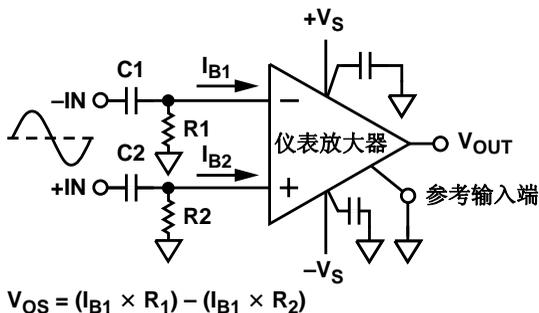


图 5-4. 每个输入端和地之间的高阻电阻器都提供了有效的 DC 回路（见表 5-1）

这对于双电源仪表放大器电路是一种简单实用的解决方案。这些电阻器可为输入偏置电流提供放电路径。现在两个输入端均以地电位为参考电位。由于流过这两个阻值不等的电阻器的输入偏置电流不是匹配的，因此会产生小的失调电压误差。为了避免由于 R1/R2 失配引起的误差，可以在仪表放大器的两个输入端之间连接第三只电阻器，其阻值为 R1 或 R2 的十分之一。

图 5-5 示出了推荐用于变压器耦合输入的 DC 回路。

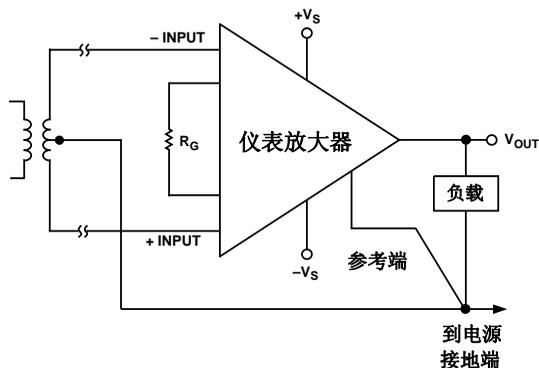


图 5-5. 为变压器耦合输入推荐的 DC 回路

对于没有中心抽头的变压器，可以使用两只电阻器提供 DC 返回路径，这两只电阻器分别连接在输入引脚和地之间。

AC 耦合单电源仪表放大器可提供充裕的输入和输出摆幅 (“裕量”)

使用单电源供电仪表放大器的AC耦合比双电源工作的情况更加复杂，并且通常需要向两个输入端施加DC共模电压 V_{CM} ，如图 5-6 所示。由于典型的三运放仪表放大器的内部缓冲放大器在不进行信号削波的情况下，它的摆幅不可能比负电源电压（在该情况中是地电位）低几个毫伏（mV），因此向输入端施加DC共模电压是必要的。此外，输出摆幅不可能低于负电源电压。

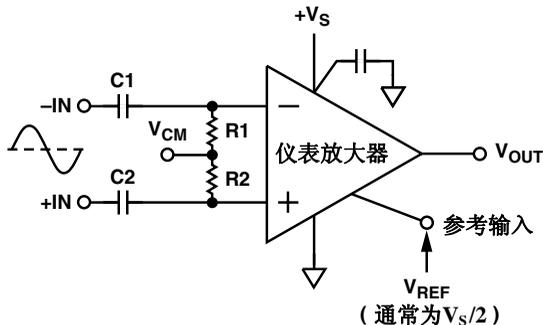


图 5-6. AC 耦合、单电源仪表放大器电路。
对于最大动态范围，将 V_{CM} 设定为最大输入范围的中心电压。
 V_{REF} 通常被设定为 $V_S/2$ 。

为 V_{CM} 和 V_{REF} 选择适当的电压是一个重要的设计考虑，特别是在低电源电压的应用中。通常，应将 V_{CM} 设定到预期输入动态范围的正中心，而将 V_{REF} 设定到预期输出动态范围的正中心。例如，假定预期输入信号范围（+IN 和 -IN 之间的电压差）为 +1 V ~ -2 V。在这样的条件下，仪表放大器缓冲器的输入相对于地来说，为正负电压。假设仪表放大器以单位增益工作，则应将 V_{CM} 设定为 +2 V（或者略微更高的电压），这允许负电压方向中具有 2 V 的裕量电压。这里存在一个不足，即正电压方向中的摆

幅不足 2 V。如果仪表放大器在某一增益下工作，则需要对 V_{CM} 进行调整，以便于在不进行削波的情况下使缓冲器的输出实现满度摆幅（即，在任一方向中均不超过它的最大电压摆幅）。

确定输出范围中心的过程也是相似的：估计仪表放大器的输出摆幅的大小和方向（在大部分情况中输出摆幅= $V_{IN} \times \text{增益} + V_{REF}$ ），然后在 V_{REF} 处施加参考电压，该参考电压是输出范围的中心电压。

阻容耦合元件的选择和匹配

在 AC 耦合应用中，选择电容器的值和 DC 回路电阻器阻值需要在 -3dB 带宽、噪声、输入偏置电流和电容器的尺寸之间折衷。RC 元件应适度匹配，以使 R₁、C₁ 的时间常数接近于 R₂、C₂ 的时间常数。否则共模电压可能被转换为差分误差。

电容值较高的输入电容器提供了较大的低频带宽，并且允许使用阻值较小的输入电阻器。但是这些电容器尺寸较大，需要较大的 PCB 板面积。通常，当电容值大于 0.1 微法（ μF ）时采用有极性的电容器，例如钽金属电容器，以便控制其尺寸。但是极性电容器需要一个已知的、极性恒定的 DC 电压使其保持正确的偏置。

较小的电容器值需要阻值较大的输入电阻器，但这种电阻器具有更大的噪声。并且对于阻值较大的输入电阻器，DC 失调电压误差也将变得较大。因此，这里总是存在一个需要折衷考虑的问题。

由于 $(I_{B1}R_1) - (I_{B2}R_2) = \Delta V_{OS}$ ，因此 R₁ 和 R₂ 之间的任何失配都会引起输入失调不平衡 $(I_{B1} - I_{B2})$ 。ADI 公司的仪表放大器的输入偏置电流根据其输入结构的不同而变化很大。但是，大多数的输入偏置电流的最大值都在 1.5 nA ~ 10 nA 之间。一条有用的规则是保持 $I_B R < 10 \text{ mV}$ 。

表 5-1. 为 AC 耦合仪表放大器的输入推荐的阻容元件值

-3 dB 带宽	RC 耦合元件		输入偏置电流 (I_B)	每个输入端的 V_{OS}	2% R_1, R_2 失配引起的 V_{OS} 误差
	C1, C2	R1, R2			
2 Hz	0.1 μ F	1 M Ω	2 nA	2 mV	40 μ V
2 Hz	0.1 μ F	1 M Ω	10 nA	10 mV	200 μ V
30 Hz	0.047 μ F	115 k Ω	2 nA	230 μ V	5 μ V
30 Hz	0.1 μ F	53.6 k Ω	10 nA	536 μ V	11 μ V
100 Hz	0.01 μ F	162 k Ω	2 nA	324 μ V	7 μ V
100 Hz	0.01 μ F	162 k Ω	10 nA	1.6 mV	32 μ V
500 Hz	0.002 μ F	162 k Ω	2 nA	324 mV	7 μ V
500 Hz	0.002 μ F	162 k Ω	10 nA	1.6 mV	32 μ V

表 5-1 示出采用 1% 金属薄膜电阻器时用于 AC 耦合的典型阻容值和两个输入偏置电流值。

正确地驱动仪表放大器的参考输入端

当采用高阻抗源驱动仪表放大器的参考端时，会出现另一个常见的应用问题。在图 5-7 中示出的示例中，添加的电阻器 R_2 使减法器放大器 A_3 中精密匹配的电阻器失衡。这里示出了电阻分压器的情况，但是对于任何其它输入源（即使其阻抗相比于 R_{REF} 是很小的）仍会产生相同的问题。这导致了 CMR 误差和参考电压误差。

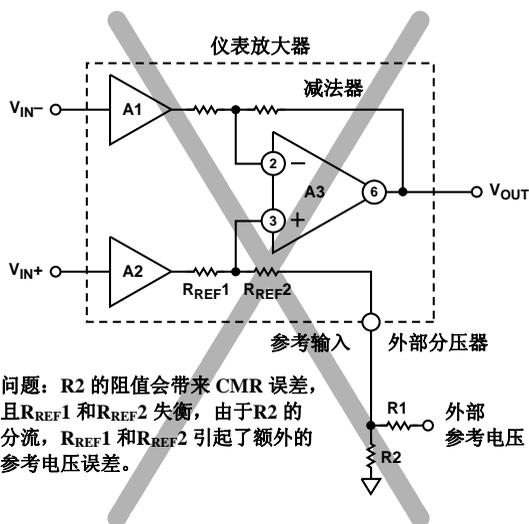


图 5-7. 当使用这个简单的分压器时， R_{REF1} 和 R_{REF2} 失衡，从而引起 A_3 中很大的 CMR 误差。

由于 R_{REF2} 不再等于 R_{REF1} (R_2 是串联的)，因此引起了 CMR 误差。应当注意， R_{REF1} 和 R_{REF2} 并不总是相等，但是在 V_{REF} 端和地之间串联任何较大阻值的电阻器都会使 A_3 失衡，从而引起 CMR 误差。由于仪表放大器的参考端阻抗有限，所以当 R_2 成为其负载时，也会产生参考电压误差。

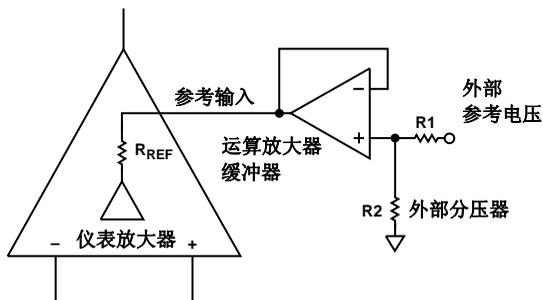


图 5-8. 使用简单的运算放大器缓冲器提供驱动仪表放大器参考输入的低阻抗

图 5-8 示出了针对该问题的一种简单的解决方案。在分压器（或者其它高阻抗源）和仪表放大器的参考端之间添加一颗运算放大器作为缓冲器。现在从仪表放大器端仅能看到运算放大器的非常低的输出阻抗，其典型值小于 1 欧姆 (Ω)。

还存在许多其它的解决方案，只要它们都能使驱动参考端的阻抗保持很低。

电缆端接

当在几百千赫 (kHz) 以上的频率条件下使用仪表放大器时, 应当在其输入端和输出端连接阻抗合适的 $50\ \Omega$ 或 $75\ \Omega$ 同轴电缆。通常, 电缆端接是在同轴电缆末端将中心导线和屏蔽线之间简单地连接一只 $50\ \Omega$ 或 $75\ \Omega$ 的电阻器。应当注意, 为了将这些负载驱动到有用的电平, 可能需要一个缓冲放大器。

仪表放大器的输入保护基本原理 防 ESD 和 DC 过载的输入保护

作为用于数据采集系统的接口放大器, 仪表放大器经常会遇到输入过载, 即电压幅度超过所选择增益范围的满度值或甚至超过电源电压。这些过载一般分为两类: 稳态过载和瞬态过载 (ESD等), 两者均发生在仅几分之一秒的时间内。对于三运放仪表放大器设计, 当在低增益 (10 或 10 以下) 工作时, 增益电阻器作为限流元件与它们的电阻器输入串联。在高增益条件下, 由于 R_G 的阻值较低, 因此可能不能完全保护输入端免受过载电流的侵害。

标准的做法是在每个输入端都接限流电阻器, 但加上这种保护也增加了电路的噪声。因此需要在提供保护和抑制电阻器噪声 (约翰逊噪声) 增加之间寻找一种平衡。使用具有高抗噪声能力仪表放大器的电路能够允许较大的串联保护, 同时不会显著增加其总电路噪声。

当然, 增加的噪声越少越好, 但一条有用的规则是需要这种额外保护的电路能够很容易地容忍电阻器产生 30% 的总电路噪声。例如, 一块使用具有 $20\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 额定噪声的仪表放大器的电路能够容忍 $6\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的附加约翰逊噪声。

使用下面的试选法将这个数据转换为实际的电阻值。 $1\ \text{k}\Omega$ 电阻器的约翰逊噪声大约是 $4\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。这个值随电阻值的平方根变化。因此, $20\ \text{k}\Omega$ 电阻器的噪声是 $1\ \text{k}\Omega$ 电阻器的 $\sqrt{20}$ 倍, 为 $17.88\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($4.4721 \times 4\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)。由于两个输入端都需要保护, 因此需要两只电阻器, 并且它们的总噪声按电阻器数目的平方根增加 (平方和的平方根)。在这种情况下, 两个 $20\ \text{k}\Omega$ 电阻器增加的总噪声为 $25.3\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (17.88×1.414)。

图 5-9 示出 AD8221 仪表放大器的输入结构的详细电路。如图所示, 内部每个输入三极管的结串联了一只 $400\ \Omega$ 的电阻器。

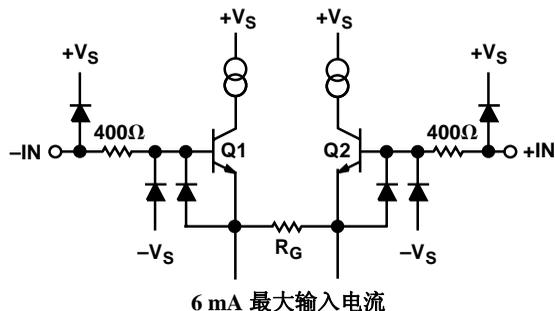


图 5-9. AD8221 仪表放大器的输入电路

AD8221 适合在室温下处理 $6\ \text{mA}$ 的稳态 (或 DC) 最大输入电流。其内部电阻器和二极管将保护器件避免输入电压高于正电源电压 $0.7\ \text{V}$ 或低于负电源电压 $2.4\ \text{V}$ ($6\ \text{mA} \times 0.4\ \text{k}\Omega$)。因此, 对于 $\pm 15\ \text{V}$ 电源, 最大安全输入电压幅度是 $+15.7\ \text{V}$ 和 $-17.4\ \text{V}$ 。如果要显著扩大此安全输入电压幅度, 可以增加额外的外部串联电阻器, 但要以增大电路噪声为代价。

AD8221 仪表放大器是一种噪声极低的器件, 最大值 (e_{NI}) 为 $8\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。一只 $1\ \text{k}\Omega$ 电阻器会增加大约 $4\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的约翰逊噪声。这会使最大 DC 电平上升到高于每个电源电压大约 $22.5\ \text{V}$, 对于 $\pm 15\ \text{V}$ 电源上升到 $\pm 37.5\ \text{V}$ 。

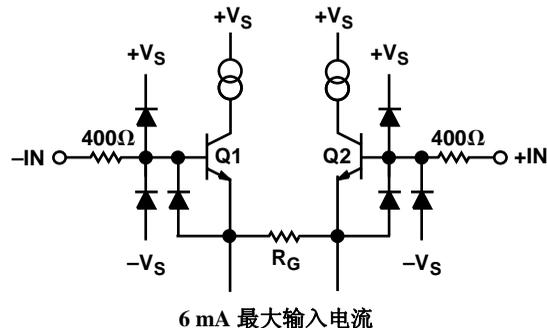
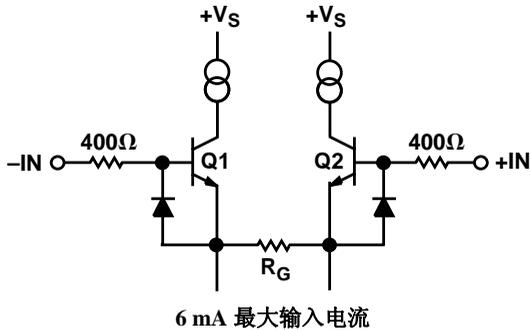


图 5-10. AD8222 和 AD8225 仪表放大器的输入电路

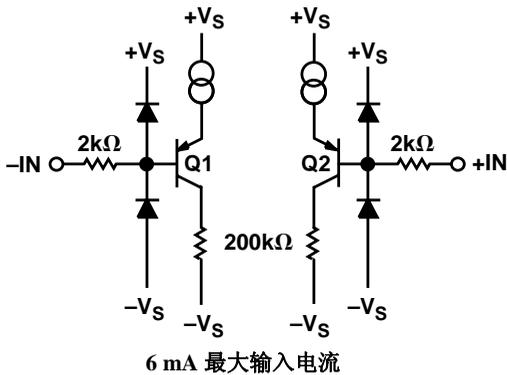
AD8222 和 AD8225 具有与 AD8221 非常相似的输入级。它们的区别在于, 所有 6 只二极管均位于 $400\ \Omega$ 输入电阻的 Q1/Q2 侧 (见图 5-10)。

图 5-11 示出 AD620 系列 (AD620、AD621 和 AD622) 仪表放大器的输入电路。其与 AD8221 的输入级非常相似: 都使用 $400\ \Omega$ 电阻器与每个输入端串联, 并且都使用二极管保护。主要的差别在于, AD8221 有 4 只附加的二极管, 其中一组连接在每个输入端和正电源之间, 另一组连接在每个输入三极管的基极和负电源之间。AD620 使用其 $400\ \Omega$ 内部电阻器和一组二极管防止负端输入电压过载。对于正电压过载, 它依靠其自身的基极射极输入结作为箝位二极管。



6 mA 最大输入电流

图 5-11. AD620 系列 (AD620, AD621, AD622) 仪表放大器的输入电路



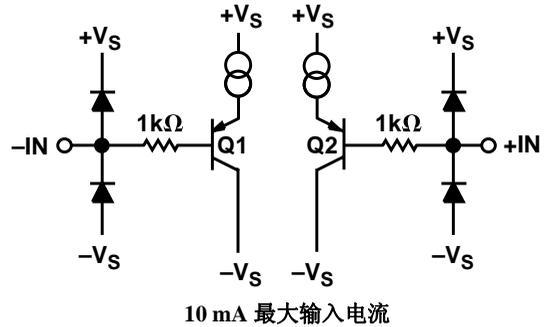
6 mA 最大输入电流

图 5-12. AD627 仪表放大器的输入电路

AD627 能够承受 20 mA 的瞬态输入电流 (见图 5-7)。另外, 它具有内置的 $2\ \text{k}\Omega$ 电阻器并且能处理高于其电源电压 40 V ($20\ \text{mA} \times 2\ \text{k}\Omega$) 的输入电压, 这种保护十分有用。由于其低功耗特性, 因此 AD627 的许多应用使用低电压单电源供电。如果需要更大的保护, 则可以添加非常大的外部电阻器, 同时不会使 AD627 的 $38\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 噪声大幅增加。在这种情况下, 增加两只 $5\ \text{k}\Omega$ 的电阻器将使电路的噪声增加

约 $13\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (30%), 但是将提供额外的 $\pm 100\ \text{V}$ 瞬态过载保护。

图 5-13 示出了 AD623 仪表放大器的输入结构。在该设计中, 内部 (ESD) 二极管放置在输入电阻器之前, 因而提供的保护作用低于前面讨论的设计。AD623 可承受 10 mA 的最大输入电流, 但在许多情况下, 需要一些外部串联电阻器保持输入电流低于 10 mA。

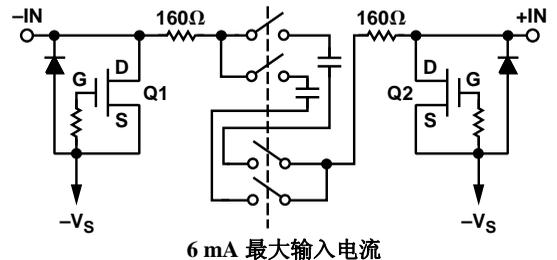


10 mA 最大输入电流

图 5-13. AD623 仪表放大器的输入电路

由于 AD623 的芯片噪声大约是 $35\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 因此这里可以添加高达 $5\ \text{k}\Omega$ 的外部电阻器以提供 50 V 的 DC 过载保护, 而总输入噪声仅增加到 $38\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

图 5-14 示出了 AD8230 零漂移仪表放大器的简化输入电路。如图所示, AD8230 仅在每个输入端和负电源之间连接一只 ESD 二极管。该二极管提供 ESD 保护, 抵御低于负电源电压超过 0.7 V 的负脉冲。但是, 它不适合于为仪表放大器提供针对正向瞬态电压或者任一方向中长时间电压过载的保护。为了提供针对这些问题的保护, 需要使用外部低漏电二极管和电阻器, 如图 5-20 所示。



6 mA 最大输入电流

图 5-14. AD8230 仪表放大器的输入电路

图 5-15 示出了 AD8220 JFET 仪表放大器的输入结构的电路图。该输入电路具有非常高的阻抗：典型值为 $1000\text{ G}\Omega$ 和 6 pF 。在每个输入端处具有两只 ESD 保护二极管，但是在输入端和 JFET 输入级之间没有内部串联电阻。因此，需要添加外部电阻器，用于在需要承受输入过压条件的应用中限流。

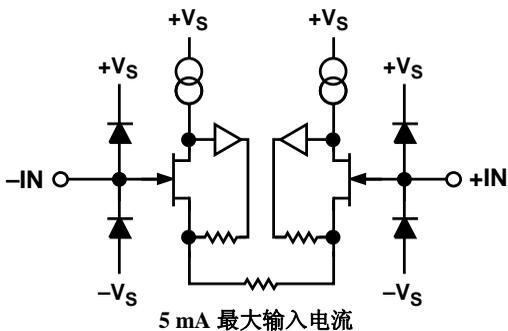


图 5-15. AD8220 仪表放大器的输入电路

图 5-16 示出了 AD8250 的输入电路的简图。这里使用两只内部电阻器和两只二极管保护每个输入端。AD8250 可以承受 20 mA 的最大持续输入电流。应当注意，电路中具有两对输入保护电阻器，一对连接在每个输入端和两只 ESD 二极管之间，并且另一对连接在这两个二极管和三极管的基极之间。这为三极管基极提供了强于 ESD 二极管的保护。因此，设计工程师应注意保护 ESD 二极管，防止其被损坏。

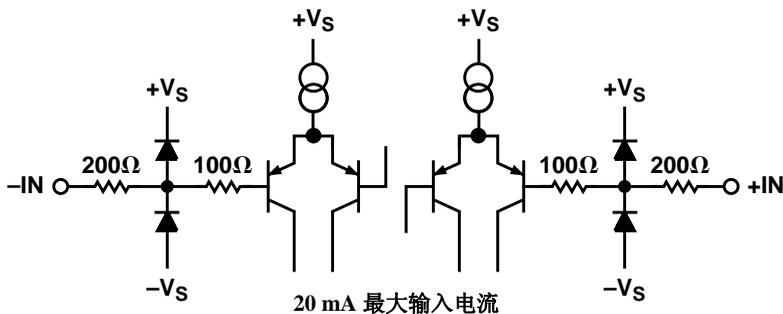


图 5-16. AD8250 仪表放大器的输入电路

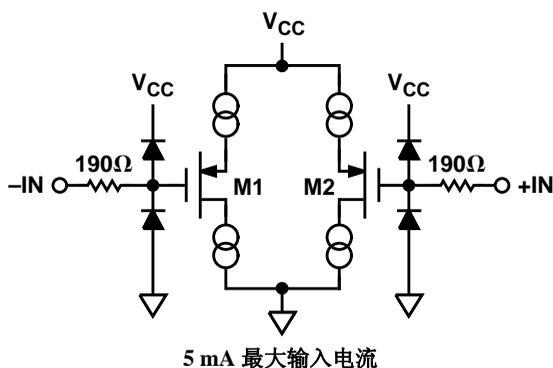


图 5-17. AD8553 仪表放大器的输入电路

图 5-17 示出了 AD8553 零漂移仪表放大器的输入级。它具有连接在每个输入引脚和二二极管箝位电路之间的 $190\ \Omega$ 的内部保护电阻器。

AD8553 的最大输入电流约为 5 mA ，因此在某些应用中可能需要添加额外的外部电阻器（见表 5-2）。

还应当注意，当输入电压接近 $V_{CC} - 0.2\text{ V}$ 时（超过输入共模范围），电流会流入 AD8553 的输入端。如果在此期间使能引脚仍然保持低电平，则 AD8553 的输出不再是高阻抗。在某些应用中，可以将多颗 AD8553 仪表放大器的输出端连接在一起，以实现多输入单输出。在这些应用中，仅有一颗 AD8553 的使能引脚是高电平，而所有其它 AD8553 的使能引脚是低电平。

如果在某一AD8553 仪表放大器的输入端处出现了 $V_{CC}-0.2\text{ V}$ 或更大的输入过载电压，并且此时其使能引脚是低电平，则此仪表放大器的输出能够使驱动输出的那颗AD8553（其使能引脚是高电平）过载。

AD8555 和 AD8556 是适合用于传感器应用的仪表放大器产品。图 5-18 示出了 AD8555 的简化输入电路。这里，保护二极管连接在每个输入端和电源之间。输入信号在到达放大和开关电路之前先经过串联电阻器。

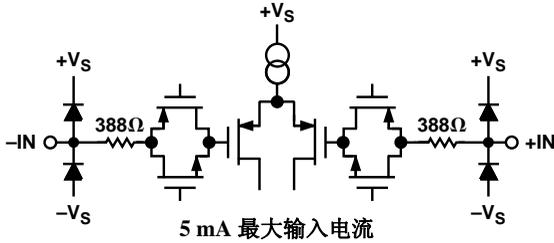


图 5-18. AD8555 仪表放大器的简化输入电路

AD8556 的输入电路（见图 5-19）与 AD8555 的输入电路非常相似，区别在于在 AD8556 中，在二极管与放大和开关电路之间具有大阻值电阻器（ $3.6\text{ k}\Omega$ ）和其它元件。这些元件提供了内部 RFI/EMI 滤波能力。

由于这两款产品的输入电路都没有内部电阻器，因此通常有必要在第一组箝位二极管前面添加一些外部电阻器，以确保足够的过压保护。

表 5-2 推荐的串联保护电阻值，将增加 10% 或 40% 的电路额外噪声。

表 5-2. 推荐的串联保护电阻值

产品型号	仪表放大器噪声 (e_{NI})	最大输入过载电流	推荐的外部保护电阻器增加的额外噪声*	
			10%	40%
AD8220	15 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 mA	1.74 k Ω	6.98 k Ω
AD8221	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	500 Ω	2.0 k Ω
AD8222	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	500 Ω	2.0 k Ω
AD8225	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	500 Ω	2.0 k Ω
AD8230	160 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	4.99 k Ω	4.99 k Ω
AD8250	13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	20 mA	1.30 k Ω	5.23 k Ω
AD8251	13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	20 mA	1.30 k Ω	5.23 k Ω
AD8553	30 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 mA	6.98 k Ω	28.0 k Ω
AD8555	32 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 mA	8.06 k Ω	32.4 k Ω
AD8556	32 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 mA	8.06 k Ω	32.4 k Ω
AD620	9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	634 Ω	2.55 k Ω
AD621	9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	634 Ω	2.55 k Ω
AD622	9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6 mA	634 Ω	2.55 k Ω
AD623	35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 mA	9.53 k Ω	38.3 k Ω
AD627	38 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	20 mA	11.3 k Ω	45.3 k Ω

*这里是指两只电阻器的噪声，每个输入端与一个电阻器串联连接。

使用外接二极管的输入保护

添加外部箝位二极管可以增加器件的输入保护，如图 5-20 所示。由于使用了大电流二极管，因此增加了输入保护，这允许使用较小阻值的输入保护电阻器，从而减小了电路噪声。

不幸的是，大多数普通二极管（肖特基二极管，硅二极管等）都具有很大的泄漏电流，从而会在仪表放大器的输出端产生很大的失调误差；这种漏电流与温度呈指数关系增加。这样势必导致在采用具有高阻抗源的仪表放大器的应用中不使用外部二极管。

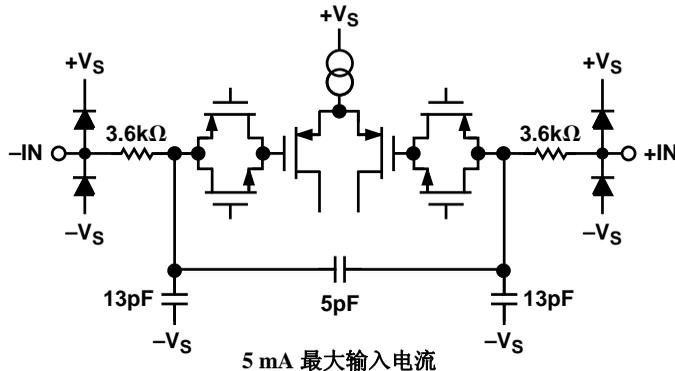


图 5-19. AD8556 仪表放大器的简化输入电路

虽然现在有了漏电流很低的特殊二极管，但是它们通常很难找到而且价格昂贵。对于绝大多数应用，限流电阻器是唯一能够针对 ESD 和较长时间输入瞬态过载提供充分保护的方案。

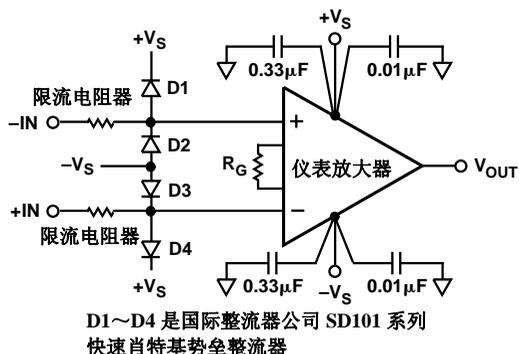


图 5-20. 使用外部元器件增加输入保护

尽管有这些限制，但是在一些特殊应用中经常需要外部二极管，例如电子除颤器，它利用短脉宽、高电压的脉冲，这可能需要外部二极管和非常大的输入电阻器（达 100 kΩ）结合使用以充分保护仪表放大器。

检查二极管的技术指标是非常必要的，以确保在仪表放大器内部的保护二极管开始吸电流之前该二极管已经开始导通。尽管它们提供良好的输入保护，但是标准肖特基二极管的漏电流高达几毫安（mA）。然而，在图 5-20 的示例中，可使用快速肖特基势垒整流器，例如国际整流器公司的 SD101 系列产品；这些器件具有 200 nA 的最大漏电流和 400 mW 的典型功耗。

防 ESD 和瞬态过载的输入保护

保护仪表放大器输入不受高电压瞬态过载和 ESD 事件的损害对于电路的长期可靠性是非常重要的。功耗通常是输入电阻器的一个重要因素，无论内部电阻器还是外部电阻器，都必须能够有效地处理输入脉冲的大部分功率。

虽然 ESD 事件可能会产生极高的电压，但它们通常持续时间很短，而且往往是一次性事件。由于电路在下一个 ESD 事件发生前有大量时间冷却下来，因而适度的输入保护足以保护使器件不受破坏。

另一方面，经常出现的短脉宽输入瞬态过载很容易过热，并且烧坏输入电阻器或仪表放大器的输

入级。一只与仪表放大器输入端串联的 1 kΩ 电阻器可吸收 20 mA 的电流，消耗 0.4 W 的功耗，该功耗很容易通过一只标准的 0.5 W 或更大的表贴电阻器处理。如果输入电流加倍，由于功耗与输入电流的平方（或施加电压的平方）成正比，因此功耗增为原来的 4 倍。

尽管使用较大功率保护电阻器是一件简单的事，但这是一种危险的做法，因为仪表放大器的输入级功耗也会增加。这很容易导致器件损坏（见前面的“ADI 公司仪表放大器的输入保护基本原理”一节）。除了 ESD 事件外，最好总是采用保守的方法，并且将所有瞬态输入信号视为全脉宽输入。

要期望这些设计能够起到长期的保护作用，必须使用足够大阻值的电阻器保护仪表放大器的输入电路以免损坏，并且该电阻器的功率必须足够大，以防止其被烧毁。

影响 DC 精度的设计问题

现代仪表放大器的性能不断改进，从而以更低的成本为用户提供不断增加的精度和功能的多样性。尽管这些产品的性能得到了改进，但仍存在一些严重影响器件精度的基本应用问题。现在普遍使用低成本、高分辨率的 ADC，如果仪表放大器被用作 ADC 前端的前置放大器，那么系统设计工程师需要确保仪表放大器的精度能够与 ADC 的精度匹配。

针对最低限失调电压漂移的设计

失调电压漂移误差不仅包括那些与所用有源器件（IC 仪表放大器或使用分立运算放大器组成的仪表放大器）相关的误差，而且还包括电路元件或布线中的热电偶效应。仪表放大器的输入偏置电流和输入失调电流在流过不平衡的源阻抗时，也会产生额外的失调误差。在由分立运放组成的仪表放大器的设计中，除非使用精密运算放大器，否则这些误差会随温度升高而增加。

针对最低限增益漂移的设计

当考虑增益误差时，经常忽视 PCB 布线、电路的温度梯度和任何外部增益设置电阻器的特性对增益误差的影响。在需要高 DC 精度的情况中，增益电阻器的最大允许偏差、温度系数、相对于同一增益网络中其它电阻器的物理位置和甚至其物理方向（垂直或水平）都是重要的设计考虑因素。

在许多 ADC 前置放大器电路中，仪表放大器的增益通过一只用户选择的外部电阻器来设置，因此这只电阻器的最大允许偏差和其相对温度的变化，就像 IC 内置的电阻器一样会影响电路的增益精度。常用的电阻器包括通孔插装的 1% 1/4 W 金属薄膜电阻器和 1% 1/8 W 贴片电阻器。这两类电阻器的温度系数 (TC) 的典型值为 100 ppm/°C。但是，有些贴片电阻器具有 200 ppm/°C 或者甚至 250 ppm/°C 的 TC。

即使使用 1% 100 ppm/°C 的电阻器，仪表放大器的增益精度仍会下降。电阻器的初始室温精度仅为 ±1%，对于 1°C 的温度变化，电阻器会漂移 0.01% (100 ppm/°C)。初始增益误差很容易利用软件方法减去，但是为了修正对温度的误差，需要不断地重新校准（并且还需要温度传感器）。

如果电路经过初始校准，对于 10°C 温度变化，总增益精度减小到约 10 bit (0.1%) 精度。因此即使在 12 bit ADC 的前端，也不能使用外接 1% 标准金属薄膜增益电阻器的仪表放大器：它会破坏 14 bit 或 16 bit ADC 的精度。

与外部电阻器相关的附加的误差源也会影响增益的精度。首先是由输入信号幅度引起电阻器发热产生的误差。图 5-21 示出的一颗简单的电压运算放大器就是一个实例。

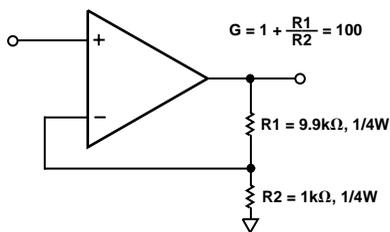


图 5-21. 输入信号幅度引起增益误差的示例

在零输入时，没有输出信号，电阻器也不会发热。但是当施加一个输入信号时，则该运算放大器会输出一个被放大的电压信号。当放大器工作在有增益的条件下时，电阻器 R1 的阻值要比 R2 大。这意味着 R1 两端的电压要大于 R2 两端的电压。每只电阻器的功耗等于该电阻器两端电压的平方除以其阻值 (U^2/R)。因此，电阻器的功耗和其内部发热

会随电阻值成比例增加。

在这个示例中，R1 为 9.9 kΩ，R2 为 1 kΩ。因此，R1 的功耗是 R2 的 9.9 倍。这会导致随输入幅度变化的增益误差。而且，使用具有不同 TC 的电阻器也会引起增益误差。

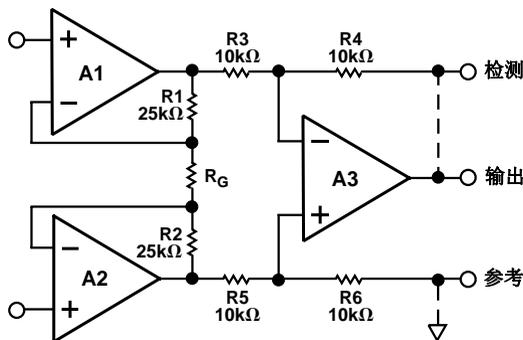


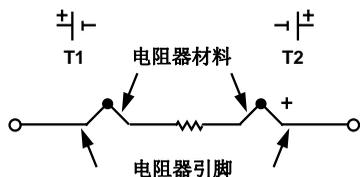
图 5-22. 使用大阻值、低 TC 反馈电阻器组成的典型分立三运放仪表放大器

即使在使用 TC 匹配的电阻器时，仍会出现随输入信号幅度变化的增益误差。使用阻值较大（即功率较高）的电阻器会减小这些影响，但精密的低 TC 功率电阻器价格昂贵并且数量稀少。

当使用分立的三运放仪表放大器时（见图 5-22），这些误差将减小。在三运放仪表放大器中，有两只反馈电阻器 R1 和 R2 以及一只增益电阻器 R_G。由于仪表放大器使用两只反馈电阻器而运算放大器只使用一只，因此仪表放大器的每一只电阻器仅需要一半的功率（对于相同增益）。单片仪表放大器（例如 AD620）通过使用阻值较大（25 kΩ）的反馈电阻器，提供了更多的优点。对于给定的增益和输出电压，大阻值反馈电阻器的功耗较小（即， $P = V^2/R_F$ ）。当然，在分立仪表放大器电路中也可使用大阻值、低 TC 的电阻器，但这会增加成本和复杂性。

另一个没那么严重但仍很显著的误差源是所谓的热电偶效应，有时也称为热 EMF。该效应在两种不同的导体（例如铜和金属薄膜）连接在一起时发生。当加热该双金属结时，就会产生一个简单的热电偶。当使用相同的金属时，例如铜铜结点，会产生高达 0.2 mV/°C 的热电误差电压。图 5-23 示出了热电偶效应的例子。

最后一个误差源是当外部增益电阻器两端之间存在温度梯度时产生的。为了节省 PCB 面积，简单地将电阻器直立安装在 PCB 上，则总会在电阻器两端产生温度梯度。将电阻器平放在 PCB 上可以解决这个问题，但这不适用于空气沿电阻器轴向流动（气流冷却电阻器一端的能力强于另一端）的情况。安装电阻器时使其轴向垂直于气流方向可将这种温度影响减到最小。



典型的电阻器热电偶 EMF	
• 合成碳膜电阻器	400 μ V/°C
• 金属薄膜电阻器	20 μ V/°C
• 锰铜合金线绕电阻器	2 μ V/°C
• RCD 合成 HP-系列电阻器	0.05 μ V/°C

图 5-23. 分立电阻器内部的热电偶效应

实用解决方案

概括而言，单片仪表放大器使用外部电阻器时，会产生许多 DC 失调和增益误差。分立设计往往会出现更大的误差。对于这个问题有三种实际解决方案：采用优质的电阻器，使用软件修正，最好的方案仍然是使用所有增益电阻器都集成在片内的仪表放大器，例如 AD621。

方案 1: 采用优质的增益电阻器

通常，假定经过一些初始校准，使用普通的 1% 电阻器仅可以获得 12 bit 或 13 bit 的增益性能。

解决该问题的一种实用简单的方案是使用优质的电阻器。采用 0.1% 1/10 W 表贴电阻器会使性能显著提高。除了初始精度提高 10 倍外，其 TC 的典型值仅 25 ppm/°C，这意味着在 10°C 温度范围内会提供高于 13 bit 的精度。

如果需要更高的增益精度，有专业公司出售的具有更低 TC 的电阻器，但是这些电阻通常都是军用级别，价格昂贵。

方案 2: 采用固定增益的仪表放大器

到目前为止，采用将所有电阻器都集成在 IC 内的单片仪表放大器（例如 AD621 或 AD8225）可提供最佳的总体 DC 性能。这样，所有电阻器都具有相同的 TC，都处于几乎相同的温度。由于芯片的任何温度梯度都非常小，从而保证低增益误差漂移并且达到非常高的标准。

在增益为 10 的条件下，AD621 保证具有小于 2.5 μ V/°C 的最大 DC 失调漂移和 ± 5 ppm/°C 的最大增益漂移，这仅为 0.0005 %/°C。

AD8225 是一种增益固定为 5 的仪表放大器。它具有 2 μ V/°C 的最大失调漂移和 0.3 μ V/°C 的最大漂移。

RTI 和 RTO 误差

另一个重要的设计考虑是电路增益如何影响许多仪表放大器的误差源，例如 DC 失调和噪声。仪表放大器应被视为具有输入级和输出级的两级放大器。每级都有它自己的误差源。

由于输出级的误差要乘以一个固定增益（通常为 2），因此在低电路增益条件下，这一级常常是主要的误差源。当仪表放大器工作在较高增益时，输入级的增益也提高。由于增益提高，输入级产生的误差被放大，而输出级误差没变。因此，在高增益条件下，输入级误差起主要作用。

由于不同技术资料上的器件技术指标经常涉及到不同类型的误差，因此粗心的工程师很容易在产品之间做出不正确的比较。技术资料中可能会列出以下四类基本误差：输入误差、输出误差、RTI 总误差和 RTO 总误差。这里尽力给出简单的介绍，而不是复杂的定义。

输入误差是只由放大器的输入级产生的误差；输出误差是只由放大器的输出级产生的误差。我们常常将与输入端相关的误差分类并且组合在一起，称作折合到输入端 (RTI) 的误差，而将所有与输出端相关的误差则称作折合到输出端 (RTO) 的误差。

对于给定的增益，仪表放大器的输入误差和输出误差可使用以下公式计算：

$$\text{RTI 总误差} = \text{输入误差} + \text{输出误差}/\text{增益}$$

$$\text{RTO 总误差} = \text{增益} \times \text{输入误差} + \text{输出误差}$$

有时技术资料中会列出对于给定增益的 RTI 或 RTO 的误差项。在其它情况下，则需要用户根据所需增益计算误差。

失调误差

以仪表放大器AD620A为例，可以使用AD620A的技术资料中列出的各个误差，计算其工作在增益为10时的总失调电压误差。AD620的输入失调电压(V_{OSI})的典型值为30 μV ，输出失调电压(V_{OSO})为400 μV ，因此RTI总失调电压等于：

$$\begin{aligned}\text{RTI 总误差} &= V_{OSI} + (V_{OSO}/G) = 30 \mu\text{V} + (400 \mu\text{V}/10) \\ &= 30 \mu\text{V} + 40 \mu\text{V} = 70 \mu\text{V}.\end{aligned}$$

RTO总失调电压等于：

$$\begin{aligned}\text{RTO总误差} &= G \times V_{OSI} + V_{OSO} = 10 \times 30 \mu\text{V} + 400 \mu\text{V} \\ &= 700 \mu\text{V}.\end{aligned}$$

应当注意，RTI误差和RTO误差的数值是不同的：RTO误差值比RTI误差值大10倍。从逻辑上讲，由于增益为10时，该仪表放大器的输出误差应当是其输入误差的10倍，因此这是合理的。

噪声误差

仪表放大器的噪声误差也需要以类似的方式考虑。由于典型的三运放仪表放大器的输出级工作在单位增益，因此输出级产生的噪声通常非常小。但也有输出级工作在较高增益的三运放仪表放大器，并且双运放仪表放大器中通常第二个放大器工作在增益条件下。当任何一级工作在增益条件下时，其噪声随输入信号一起被放大。RTI和RTO噪声误差的计算方法与失调误差的计算方法基本相同，区别在于求两级噪声的均方根，即：

$$\text{输入噪声} = eni, \text{输出噪声} = eno$$

$$\text{RTI 总噪声} = \sqrt{(eni)^2 + (eno/G)^2}$$

$$\text{RTO 总噪声} = \sqrt{(G \times eni)^2 + (eno)^2}$$

例如，AD620A的噪声典型值为9 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (eni)和72 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (eno)。因此，AD620A工作在增益为10条件下的RTI总噪声计算如下：

$$\begin{aligned}\text{RTI 总噪声} &= \sqrt{(eni)^2 + (eno/G)^2} = \\ &= \sqrt{(9)^2 + (72/10)^2} = 11.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}\end{aligned}$$

减小仪表放大器电路中的 RFI 整流误差

实际应用必须能够处理不断增加的射频干扰(RFI)。特别要考虑信号传输线路长并且信号强度低的情况。这是仪表放大器的典型应用，因为仪表放大器固有的CMR性能允许其提取叠加在很强的共模噪声和干扰信号上的微弱差分信号。

但是，一个经常被忽视的潜在问题是仪表放大器内部的射频(RF)整流。当存在很强的RF干扰时，RF干扰可能被IC整流之后会表现为DC输出失调误差。仪表放大器的CMR能力通常会极大地减小出现在其输入端的共模信号。

不幸的是，实际上即使是最好的仪表放大器，在20 kHz以上的频率条件下也不具有CMR能力，因此必然会发生RF整流。强RF信号经仪表放大器的输入级整流后，表现为DC失调误差。一旦经过整流，仪表放大器输出端的低通滤波怎么也不能去除这个误差。如果RFI是断续性的，这会导致无法检测的测量误差。

设计实用的 RFI 滤波器

最实用的解决方案是使用差分低通滤波器作为仪表放大器前端的RF衰减滤波器。该滤波器需要完成三项工作：尽可能多地去除输入端中的RF能量，保持每个输入端和地之间的AC信号平衡，和在测量带宽内保持足够高的输入阻抗以避免将信号源当作负载。

图 5-24 示出了一个用于多种差分 RFI 滤波器的基本单元电路。图中标示的元器件值适合 AD8221，它的 -3 dB 带宽典型值为 1 MHz，并且电压噪声典型值为 $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。该滤波器还适用于 AD8222 双仪表放大器和 AD8220 JFET 输入仪表放大器。该滤波器除了提供 RFI 抑制以外，还提供额外的输入过载保护，这是因为电阻器 R1a 和 R1b 有助于将仪表放大器的输入电路与外部信号源隔离。

图 5-25 示出了一个 RFI 电路原理图。如图所示，这构成了一个电桥形式的滤波器，它的输出端接到仪表放大器的两个输入端。因此，C1a/R1a 和 C1b/R1b 时间常数的任何不匹配都会使电桥不平衡，并且降低高频共模抑制能力。所以，电阻器 R1a 和 R1b 以及电容器 C1a 和 C1b 应当总是相等。

如图所示，C2 跨接电桥输出端，以便 C2 有效地与 C1a 和 C1b 的串联组合并联。通过这样连接，C2 非常有效地减小了由于不匹配造成的任何 AC CMR 误差。例如，如果 C2 比 C1 大 10 倍，则它能够将由于 C1a/C1b 不匹配造成的 CMR 误差降低 20 倍。注意，该滤波器不影响 DC CMR。

RFI 滤波器有两种不同的带宽：差分带宽和共模带宽。差分带宽定义为当在电路的两个输入端 (+IN 和 -IN) 之间施加差分输入信号时的滤波器频率响应。该 RC 时间常数由两个阻值相等的输入电阻器 (R1a, R1b) 之和，以及与 C1a 和 C1b 的串联组合并联的差分电容器 C2 一起决定。

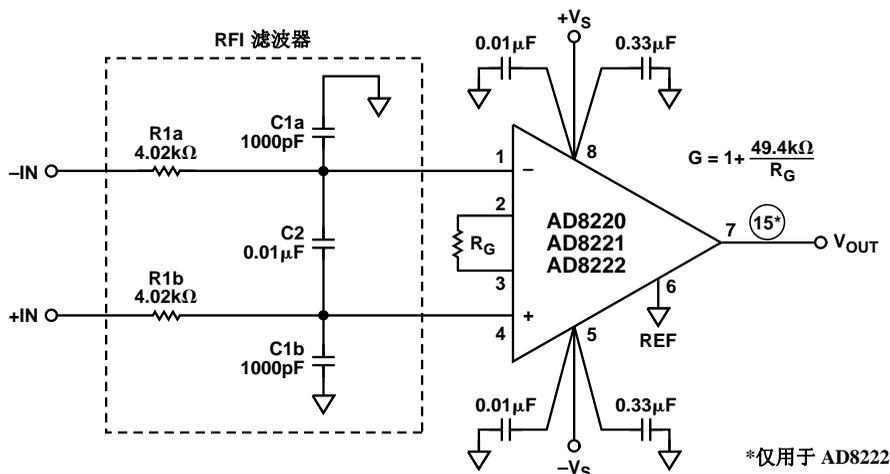


图 5-24. 仪表放大器 AD8220、AD8221 和 AD8222 中用于防止 RFI 整流误差的低通滤波器电路

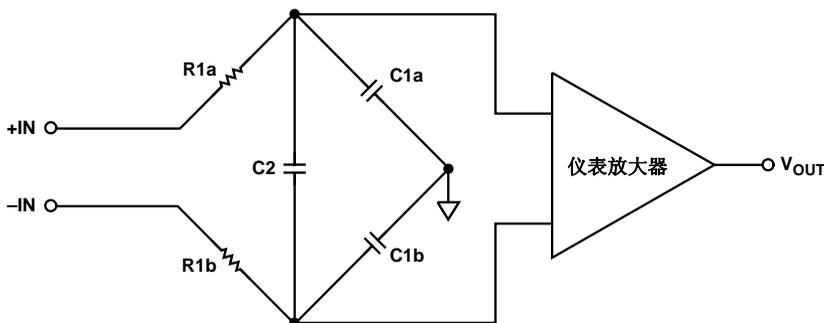


图 5-25. 电容器 C2 与 C1a/C1b 并联可有效地减小由于元件不匹配引起的 AC CMR 误差

该滤波器的-3 dB 差分带宽 (BW) 为:

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C2 + C1)}$$

共模带宽定义为连接在一起的两个输入与地之间出现的共模 RF 信号。认识到 C2 不影响共模 RF 信号的带宽很重要, 因为这个电容器是连接在两个输入端之间的 (有助于使它们保持在相同的 RF 信号幅度)。因此, 共模带宽由两个 RC 网络 (R1a/C1a 和 R1b/C1b) 对地的并联阻抗决定。

-3 dB 共模带宽等于:

$$BW_{CM} = \frac{1}{2\pi R1C1}$$

使用如图 5-24 的电路, 其中 C2 的值为 0.01 μ F, 因此-3 dB 差分信号带宽大约为 1900 Hz。当工作在增益为 5 的条件下, 在 10 Hz~20 MHz 频率范围内测量到的电路 RTI DC 失调漂移小于 6 μ V。当工作在单位增益的条件下, 测不到 DC 失调漂移。

应使用两面都有地线层的 PCB 制作 RFI 滤波器。所有元件的引脚应尽可能短。应使用最直接的路径将输入滤波器的地连接到放大器的地。避免在分开的 PCB 上或单独的外壳内制作滤波器和仪表放大器电路, 因为额外的引线长度会产生环路天线。取而代之的是应当将滤波器置于仪表放大器的输入端。进一步的预防措施是采用无电感和无发热 (低

TC) 的优质电阻器。电阻器 R1 和 R2 可以采用普通的 1% 金属薄膜电阻器。但是, 所有三个电容器都需要采用高 Q 值、低损耗的电容器。电容器 C1a 和 C1b 需要采用 $\pm 5\%$ 允许偏差的电容器, 以避免降低电路的 CMR。推荐采用传统的 5% 镀银云母电容器、小型云母电容器或松下 (Panasonic) 公司的新型 $\pm 2\%$ PPS 薄膜电容器 (Digi-key 公司产品型号 PS1H102G-ND)。

用试选法选择 RFI 输入滤波器元件值

下述通用规则极大地简化了 RC 输入滤波器设计过程。

1. 首先, 确定两只串联电阻器的阻值, 同时确保前面的电路能够充分地驱动该阻抗。这两只电阻器的典型值在 2 k Ω 和 10 k Ω 之间, 它们产生的噪声不应大于该仪表放大器本身的噪声。采用一对 2 k Ω 电阻器将使约翰逊噪声会增加 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$; 采用 4 k Ω 电阻器, 约翰逊噪声将增加 11 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$; 采用 10 k Ω 电阻器, 约翰逊噪声将会增加 18 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。
2. 其次, 选择电容器 C2 的合适值, 因为通过它确定滤波器的差分 (信号) 带宽。在不使输入信号衰减的前提下, 最好尽可能地将该带宽设定得较低。10 倍于最高信号频率的差分带宽通常是足够的。
3. 最后, 选择电容器 C1a 和 C1b 的值, 它们确定共模带宽。为了获得适当的 AC CMR, 它们的值应为 C2 值的 10% 或更小。共模带宽应当总是小于仪表放大器单位增益带宽的 10%。

具体的设计案例

用于 AD620 系列仪表放大器的 RFI 抑制电路

图 5-26 是一个用于通用仪表放大器（例如 AD620 系列）的 RFI 电路，它具有比 AD8221 更大的噪声（ $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ）和更窄的带宽。

它们使用相同的输入电阻器，但通用仪表放大器的 RFI 电路中电容器 C2 的值增大到 5 倍至 $0.047 \mu\text{F}$ ，以提供足够的 RF 衰减。使用图中所示的元件值，该电路的 -3 dB 带宽约为 400 Hz；通过将电阻器 R1 和 R2 的阻值减小到 $2.2 \text{ k}\Omega$ ，可以使 -3 dB 带宽增加到 760 Hz。应当注意，不要轻易地增加带宽。它要求仪表放大器前端的电路驱动一个较低阻抗的负载，这会导致输入过载保护能力有所下降。

用于低功耗仪表放大器的 RFI 抑制电路

有些仪表放大器比其它仪表放大器更易受 RF

整流的影响，可能需要更具鲁棒性的滤波器。低功耗仪表放大器具有低输入级工作电流（例如 AD627 就是一个好的例子）。简单地增加两个输入电阻器 R1a 和 R1b 的值或电容器 C2 的值，能提供进一步的 RF 衰减，但要减小信号带宽为代价。

由于 AD627 仪表放大器具有比通用 IC（例如 AD620 系列器件）更大的噪声（ $38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ），因此可以使用阻值较大的输入电阻器，而不会严重降低电路的噪声性能。使用较大阻值的输入电阻器对图 5-24 所示的基本 RC RFI 电路进行修改，见图 5-27。

该滤波器的带宽约为 200 Hz。在增益为 100 的条件下，1 Hz~20 MHz 输入范围内施加 1 V p-p 输入信号，则 RTI 最大 DC 失调漂移约为 $400 \mu\text{V}$ 。在相同增益条件下，该电路的 RF 信号抑制能力（输出端的 RF 幅度与施加到输入端的 RF 幅度的比值）优于 61 dB。

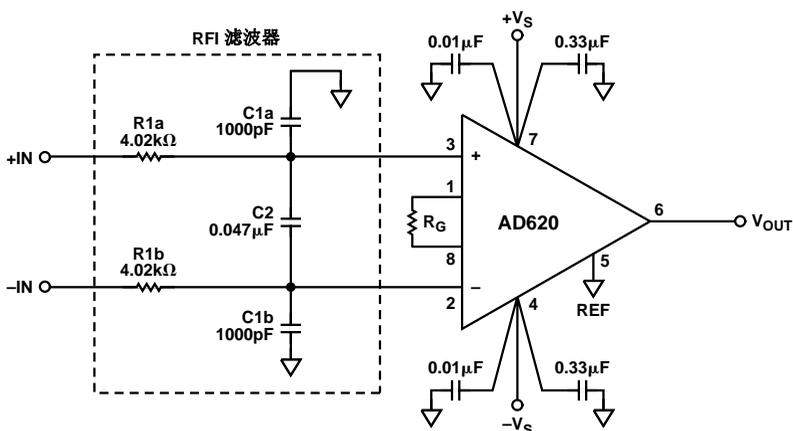


图 5-26. 用于 AD620 系列仪表放大器的 RFI 电路

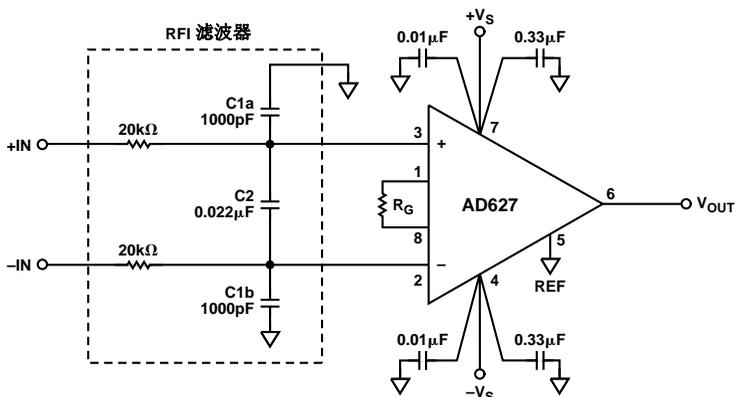


图 5-27. 用于 AD627 的 RFI 抑制电路

用于 AD623 仪表放大器的 RFI 滤波器

图 5-28 示出了推荐与 AD623 仪表放大器一起使用的 RFI 抑制电路。由于 AD623 比 AD627 不易受 RFI 的影响，因此其输入电阻器可从 20 kΩ 减小到 10 kΩ；这增加了电路的信号带宽并且减小了电阻器所带来的噪声。此外，10 kΩ 电阻器仍能提供非常有效的输入保护。使用图示的元件值，该滤波器的带宽约为 400 Hz。在增益为 100 的条件下，1 V p-p 输入信号的 RTI 最大 DC 失调电压小于 1 μV。在相同增益条件下，该电路的 RF 信号抑制能力优于 74 dB。

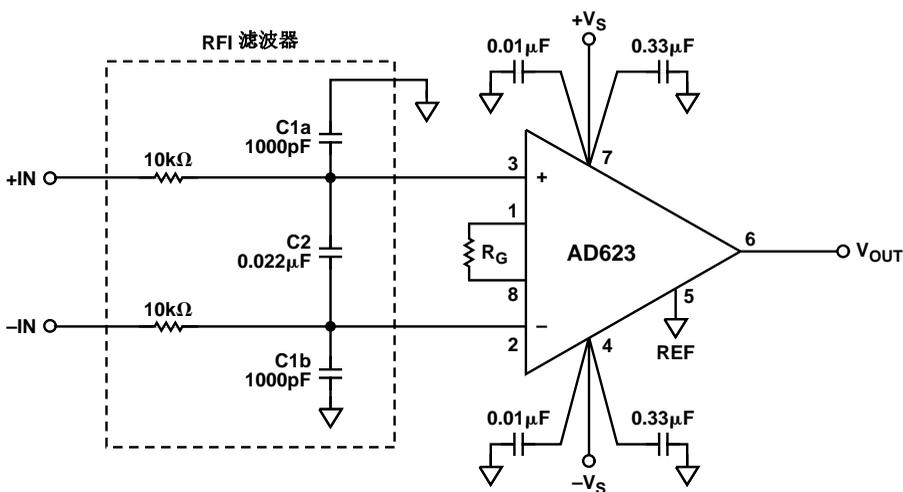


图 5-28. AD623 的 RFI 抑制电路

用于 AD8225 仪表放大器的 RFI 滤波器电路

图 5-29 示出了推荐用于 AD8225 仪表放大器的 RFI 滤波器电路。AD8225 仪表放大器的增益为固定值 5，并且比 AD8221 要易受 RFI 的影响。在不采用 RFI 滤波器时，如果施加一个 2 V p-p 的 10 Hz~19 MHz 的正弦波，则测得该仪表放大器的 RTI DC 失调约为 16 mV。使用阻值更大（用 10 kΩ 替代 4 kΩ）的电阻器的滤波器能提供比 AD8221 电路更大的 RF 衰减。由于 AD8225 具有较高的噪声，因此选用较大的电阻值是允许的。通过使用该滤波器，测不到 DC 失调误差。

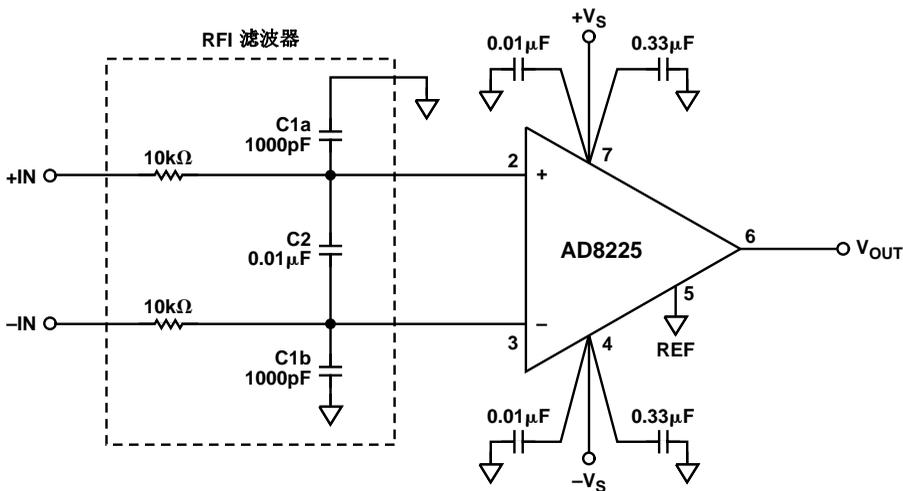


图 5-29. AD8225 的 RFI 滤波器电路

用于 AD8555 传感器放大器的 RFI 滤波器

图 5-30 中的电路提供了良好的 RFI 抑制能力，同时不会降低 AD8555 通带中的性能。使用图中所示的元件值，该滤波器具有约 40 kHz 的共模带宽。为了确保 AD8555 的通带中的共模抑制能力，电容器需要采用 5% 或精度更高的（镀银云母）电容器，并且应被放置在尽可能接近 AD8555 输入端的地方。电阻器应为 1% 精度的金属薄膜电阻器。在使用电容值为 0.047 μF 的 C3 时，该电路的差分带宽约为 4 kHz。

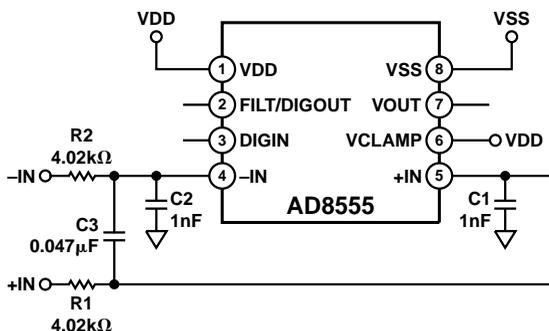


图 5-30. AD8555 的 RFI 滤波器电路

具有内置 EMI/RFI 滤波的仪表放大器

AD8556 与 AD8555 非常相似。AD8556 在其 -IN、+IN、FILT 和 VCLAMP 引脚上都具有内部 EMI 滤波器。这些引脚上的内置滤波器限制了干扰带宽，并且在不降低仪表放大器的通带内性能的情况下提供了良好的 RFI 抑制能力。图 5-31 示出了带有 EMI/RFI 滤波器的 AD8556 的功能框图。

AD8556 在其输入引脚、VCLAMP 引脚和滤波器引脚上都具有内置滤波器。AD8556 内部的一阶低通滤波器可用于抑制由 AD8556 外部连线和 PCB 布线产生的高频 EMI 信号。任何放大器对 RFI/EMI 信号最敏感的引脚是其同相输入引脚。该引脚上出现的信号呈现为共模信号，这就会产生问题。

AD8556 的输入端处的滤波器具有两种不同的带宽：共模带宽和差分带宽。位于 AD8556 的输入引脚上的 EMI 滤波器可对呈现为共模信号的干扰进行 EMI/RFI 抑制。

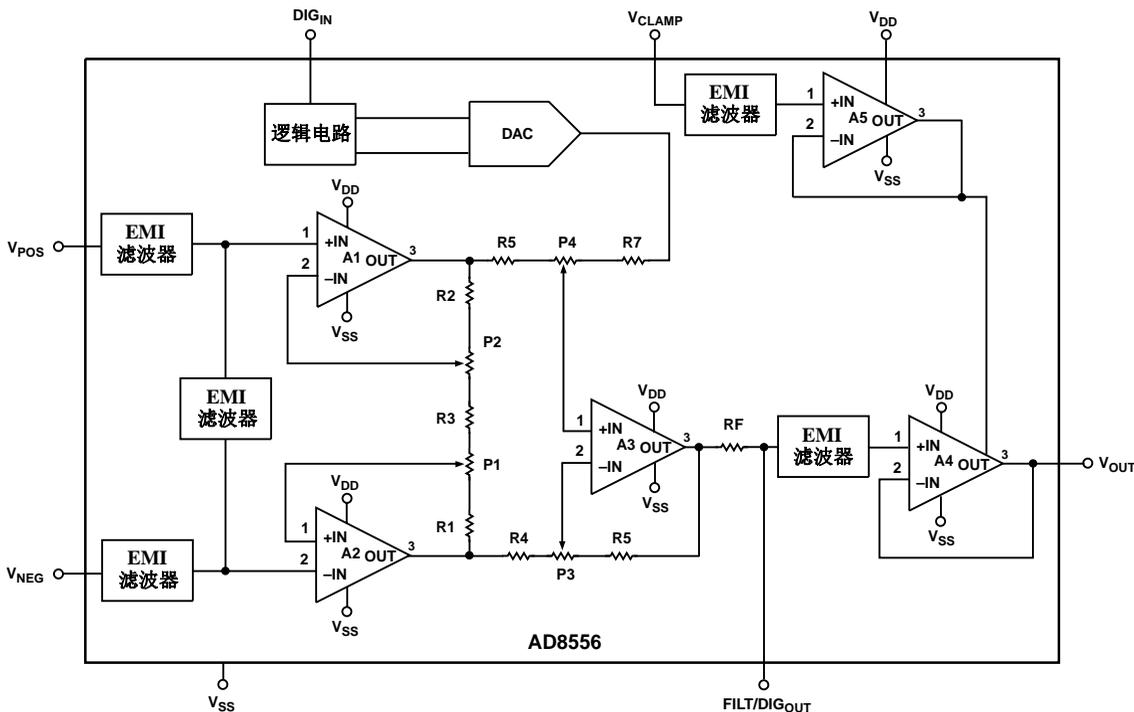


图 5-31. 示出内置 EMI/RFI 滤波器的 AD8556 框图

图 5-32 模拟了存在噪声共模信号的情况，图 5-33 示出了 V_{OUT} 处的 DC 响应值。

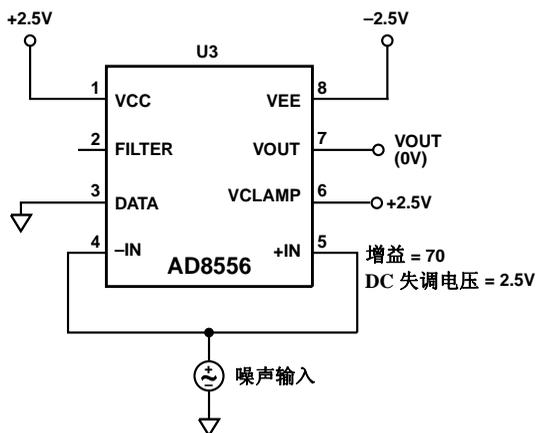


图 5-32. 测试 AD8556 抑制共模 RFI/EMI 信号能力的电路

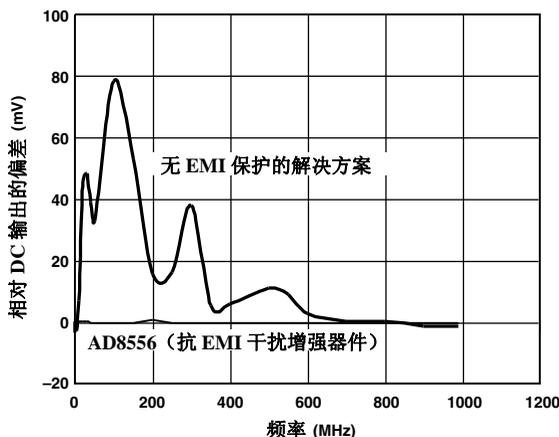


图 5-33. 由共模 RFI 引起的 V_{OUT} 处的 DC 输入失调电压与频率的关系

差分带宽是指当差分信号施加到两个输入端 V_{POS} (即 +IN) 和 V_{NEG} (即 -IN) 之间时滤波器的频率响应。图 5-34 示出了用于测试 AD8556 EMI/RFI 性能的电路。

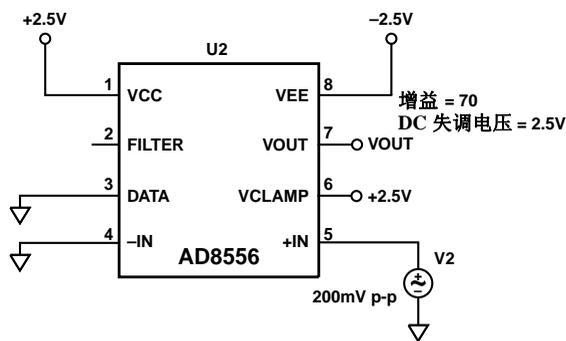


图 5-34. 测试 AD8556 抑制差模 RFI/EMI 信号能力的电路

图 5-35 示出了 AD8556 对 EMI/RFI 差分信号的响应。

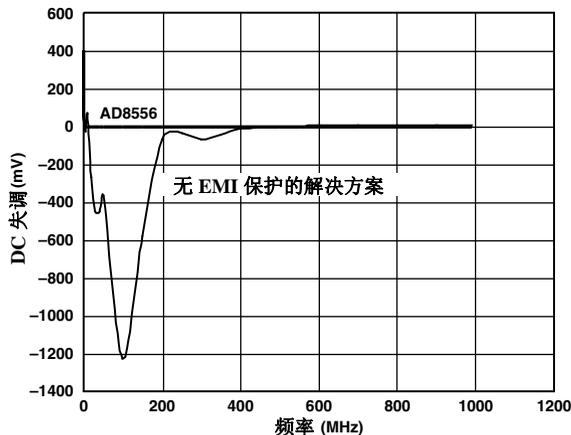


图 5-35. 由 EMI/RFI 差分信号引起的 AD8556 的 DC 失调偏移电压与频率的关系

为了获得最有效的 EMI 抑制， V_{POS} 和 V_{NEG} 在 PCB 上的引脚应尽可能地相似。这样 V_{POS} 和 V_{NEG} 引脚接收的任何 EMI 将是相似的 (即共模输入)，从而使得 AD8556 可以抑制该 EMI。此外，在 V_{POS} 和 V_{NEG} 引脚处增加滤波比在其它引脚处增加滤波可以更好地抑制干扰。

采用X2Y®电容器的共模滤波器*

图 5-36 示出了 X2Y 型电容器的接线图。它们是非常小的三端器件，具有四个外部接线端——A，B，G1 和 G2。其中 G1 和 G2 端在电容器内部连接。X2Y 电容器是由内部平板结构构成的一种集成电容器，可提供非常有用的特性。从静电学角度看，它的三个电极板构成两个电容器，共用 G1 和 G2 接线端。该器件的制造工艺可自动地将这两个电容器匹配得非常接近。另外，X2Y 电容器结构包括一个有效的自耦变压器（共模扼流圈）。因此，当这两个电容器用于共模滤波器时，对于信号频率高于滤波器转折频率的共模信号，能够提供比 RC 滤波器更强的衰减能力。采用 X2Y 电容器的滤波电路通常允许省略电容器 C2，从而节省成本和 PCB 面积。

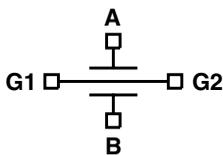


图 5-36. X2Y 电容器的静电模型

图 5-37a 示出了一个传统的 RC 共模滤波器，而图 5-37b 则示出了一个采用 X2Y 电容器的共模滤波器电路。图 5-38 是这两种滤波器的 RF 衰减对比图。

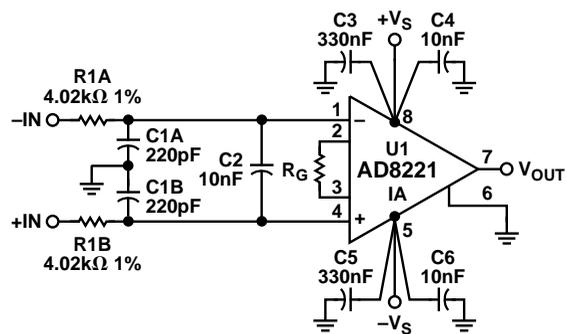


图 5-37a. 传统的 RC 共模滤波器

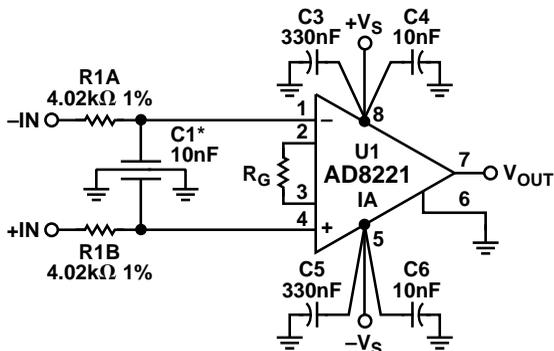


图 5-37b. 采用 X2Y 电容器的共模滤波器

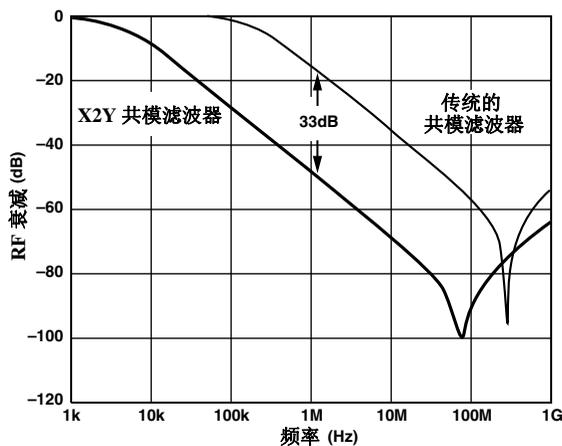


图 5-38. X2Y 共模滤波器与传统 RC 共模滤波器的 RF 衰减对比

*C1 的器件号是 500X14W103KV4。购买 X2Y 电容器的公司信息是：Johanson Dielectrics, Sylmar, CA 91750, (818) 364-9800。

欲获取 X2Y 电容器制造商的全部名单请访问：<http://www.x2y.com/manufacturers>。

用于仪表放大器 RFI 滤波器的共模 RF 扼流圈

作为使用 RC 输入滤波器的替换方案，可以在仪表放大器前面使用常见的共模 RF 扼流圈来替代 RC 滤波器，如图 5-39 所示。共模扼流圈是一种使用公共磁芯的双绕组 RF 扼流圈。任何两个输入端处的任何共模 RF 信号都将由扼流圈衰减。该共模扼流圈提供了一种使用最少元件减小 RFI 的简单方法，并且提供更宽的信号通带，但这种方法的有效性依赖于所使用的具体共模扼流圈的质量。应该最好选用内部匹配优良的扼流圈。使用扼流圈的另一个潜在问题是，它不能够像 RC RFI 滤波器那样起到提高输入保护的作用。

使用 AD620 仪表放大器和专用 RF 扼流圈，在增益为 1000 条件下，并且对其输入施加一个 1 V p-p 的共模正弦波，见图 5-39 中的电路，能将 RTI DC

失调误差减少到小于 $4.5 \mu\text{V}$ 。该电路还可极大地改善高频 CMR，见表 5-3。

表 5-3. 图 5-22 所示电路的 AC CMR 与频率的关系

频率	CMR (dB)
100 kHz	100
333 kHz	83
350 kHz	79
500 kHz	88
1 MHz	96

由于某些仪表放大器比其它仪表放大器更易受 RFI 的影响，因此使用共模扼流圈有时可能并不合适。在这种情况下，RC 输入滤波器或基于 X2Y 电容器的滤波器是更好的选择。

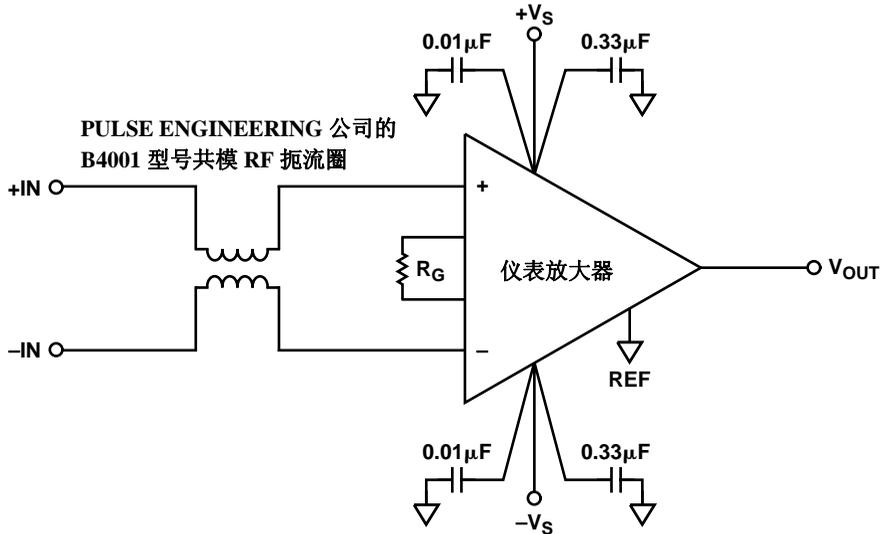


图 5-39. 使用常见的共模 RF 扼流圈的 RFI 抑制电路

RFI 测试

图 5-40 示出了一种用于测量 RFI 抑制的典型测试方案。为了测试这些电路的 RFI 抑制，使用非常短的导线将两个输入端连接在一起。通过 50 Ω 的端接电阻将两个输入端连接在一起。通过 50 Ω 的端接电阻将两个输入端连接在一起。通过 50 Ω 的端接电阻将两个输入端连接在一起。通过 50 Ω 的端接电阻将两个输入端连接在一起。

使用示波器调节信号发生器，以在电缆终端获得 1 V 的峰峰值 (p-p) 输出。将仪表放大器设定在高增益 (例如 100 倍的增益)。使用数字电压表 (DVM) 可简单地在仪表放大器的输出端直接读出 DC 失调漂移。为了测量高频 CMR，通过一个补偿的示波器探针将示波器连接到仪表放大器的输出端，并且测量相对于输入频率的峰峰值输出电压 (即馈通)。当计算 CMRR 与频率的关系时，请记住要考虑到输入端 ($V_{IN}/2$) 和仪表放大器的增益 (G)。

$$CMR = 20 \log \frac{\left(\frac{V_{IN}}{2} \right)}{\left(\frac{V_{OUT}}{G} \right)}$$

采用低通滤波提高信噪比

为了从噪声环境中提取出有用信号，可使用低通滤波器，它通过移除信号带宽外的所有信号以极大地提高测量的信噪比。在某些情况下，可使用带通滤波 (减小低于和高于信号频率的响应) 以便进一步提高测量分辨率。

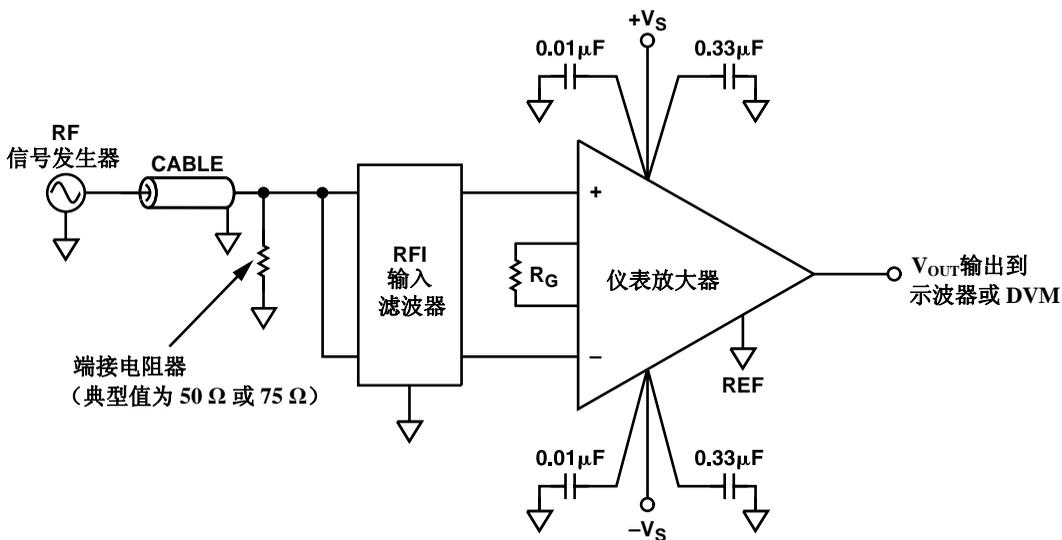


图 5-40. 测量仪表放大器 RFI 抑制的典型测试方案

图 5-41 示出的 1 Hz、4 极点有源滤波器是一个非常有效的低通滤波器的示例，通常把它加在仪表放大器之后，此时信号已被放大器放大。该滤波器以低成本提供高 DC 精度，同时需要的元器件数量最少。

应当注意，为提供 1 Hz 以外的转折频率（见表 5-4），可简便地按比例改变元件值。如果首选 2 极点滤波器，则可以简单地使用第一颗运算放大器的输出。

四运放（AD704 或 OP497）的低电流噪声、低输入失调和低输入偏置电流允许使用 1 MΩ 电阻器，同时不会降低该运放 1 μV/°C 的漂移。因此，

可以使用较低的电容值，从而降低成本并且减小 PCB 面积。

此外，由于这些运放的输入偏置电流在大多数军用（MIL）温度范围内与输入失调电流一样低，因而很少需要使用标准的平衡电阻器（以及减少噪声的旁路电容器）。但是应当注意，增加可选的平衡电阻器在高于 100°C 的温度条件下能提高性能。

对于 1 Hz 频率的 -3 dB 带宽，需要采用特殊的值。对于其它频率，只需简便地按比例直接改变 C1~C4 的电容值；例如，对于 3 Hz 频率的贝塞尔响应，C1 = 0.0387 μF，C2 = 0.0357 μF，C3 = 0.0533 μF，C4 = 0.0205 μF。

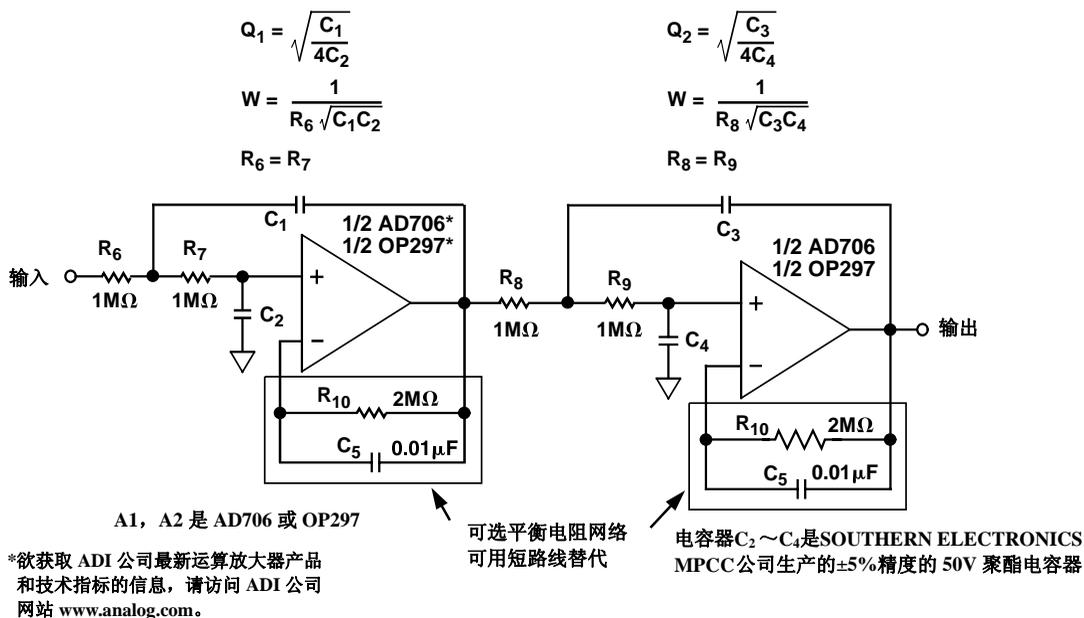


图 5-41. 用于数据采集的 4 极点低通滤波器

表 5-4. 为 1 Hz，4 极点低通滤波器推荐的元件值

要求的低通响应	第 1 级		第 2 级					
	频率 (Hz)	Q	频率 (Hz)	(Q)	C1 (μF)	C2 (μF)	C3 (μF)	C4 (μF)
贝塞尔滤波器	1.43	0.522	1.60	0.806	0.116	0.107	0.160	0.0616
巴特沃斯滤波器	1.00	0.541	1.00	1.31	0.172	0.147	0.416	0.0609
0.1 dB 切贝雪夫滤波器	0.648	0.619	0.948	2.18	0.304	0.198	0.733	0.0385
0.2 dB 切贝雪夫滤波器	0.603	0.646	0.941	2.44	0.341	0.204	0.823	0.0347
0.5 dB 切贝雪夫滤波器	0.540	0.705	0.932	2.94	0.416	0.209	1.00	0.0290
1.0 dB 切贝雪夫滤波器	0.492	0.785	0.925	3.56	0.508	0.206	1.23	0.0242

外部调整 CMR 和建立时间

当需要高速宽带的仪表放大器时，一种常用的方法是使用几颗运算放大器或几颗运算放大器和一颗宽带减法放大器的组合。通过外部调整可以很容易地对这些分立设计进行调节以便获得最佳的 CMR 性能。图 5-42 示出了一种典型的电路。应当总是先调整 DC CMR，因为它会影响整个频带内的 CMR 性能。

$+V_{IN}$ 和 $-V_{IN}$ 端应连接在一起，并且在两个输入端和地之间施加一个 DC 输入电压。应先调节该电压以提供 10 V 的 DC 输入。然后通过微调电位器调节 DC CMR，以便在输入端施加 DC 正电压和 DC 负电压时使输出电压相等并且尽可能低。

使用类似方法可以完成 AC CMR 微调，区别在于这里应施加 AC 输入信号。使用的输入频率应稍低于电路的 -3 dB 带宽。

将两个输入端连接在一起，并应将输入信号幅度调节在 20 V p-p 。然后将 AC CMR 微调电位器置零，以提供尽可能低的输出。如果需要尽可能快的建立时间，则在示波器上观察输出波形的同时利用 AC CMR 微调电位器进行调节。应当注意，在某些情况下，需要在最佳 CMR 和最快建立时间之间进行折衷。

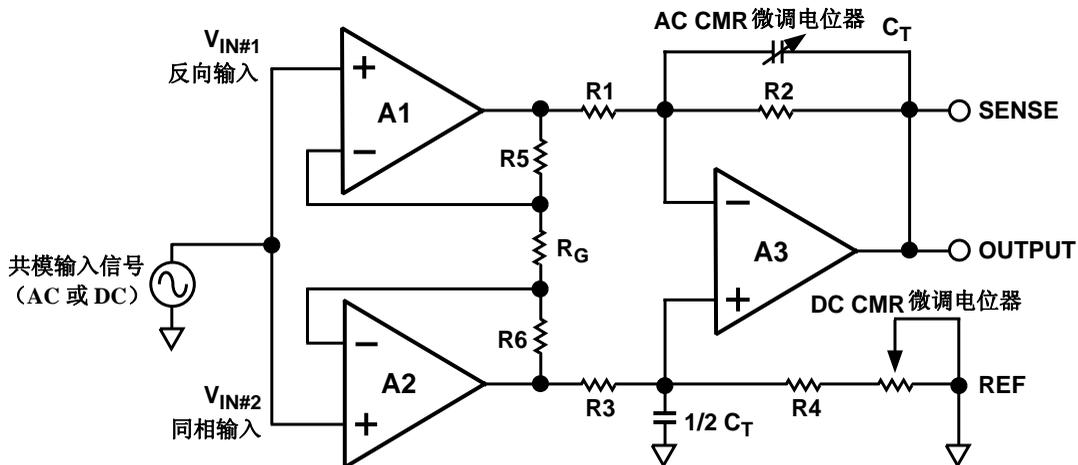


图 5-42. 用于分立三运放仪表放大器的外部 DC CMR 和 AC CMR 调节电路

仪表放大器和差分放大器应用电路

真差分输出仪表放大器电路

AD8222 易于配置成一种真差分输出仪表放大器，见图 6-1。应当注意，此连接方式在两个输出端 +OUT 和 -OUT 处都提供了低阻抗的输出。

由于差分电压只由放大器 A1 设定，因此该电路的所有精密技术指标（失调电压、失调漂移和 1/f 噪声）都与放大器 A1 工作于单端模式时的技术指标相同。

放大器 A1 通过下式设定差分输出电压

$$V_{DIFFOUT} = V_{+OUT} - V_{-OUT} = (V_{+IN} - V_{-IN}) \times Gain_{A1}$$

输出共模电压由 V_{REF1} 和 V_{REF2} 的平均值设定。

放大器 A2 通过下式设定输出共模电压

$$V_{CMOUT} = \frac{(V_{-OUT} + V_{+OUT})}{2} = \frac{(V_{REF2} + V_{REF1})}{2}$$

由于 V_{REF1} 和 V_{REF2} 引脚具有不同的属性，因此易于针对各种应用设定参考电压。应当注意， V_{REF2} 是高阻抗的，但是其摆幅不能达到电源电压。相反地， V_{REF1} 必须通过低阻抗驱动，但是其摆幅能够达到超过电源电压 300 mV。一种非常常见的应用是将共模输出电压设定为差分 ADC 的半满度电压。在该情况下，将 ADC 的参考电压连接到 V_{REF2} 端，而将 V_{REF1} 端接地，以产生等于 ADC 参考电压一半的共模输出电压。

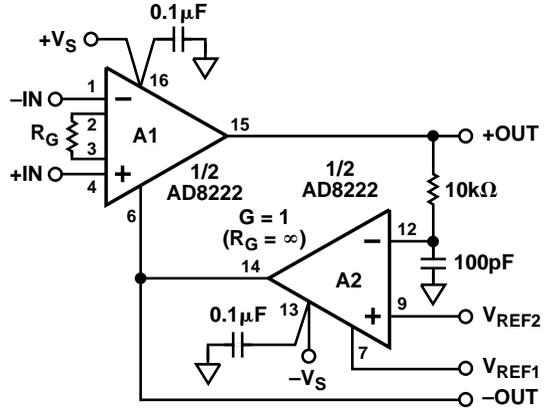


图 6-1. 差分输出仪表放大器电路

使用差分放大器测量高电压信号

图 6-2 示出了用于测量大信号的传统方法。一种方法是使用由两只电阻器组成的分压器和一个输出缓冲器，另一种方法是使用一个具有大阻值输入电阻器的反相器。这两种方法均受到一个问题的困扰，即，仅有一只电阻器消耗功率并且自发热，从而使得由温度变化引起的阻值变化造成了很大的非线性误差。这两种方法的另外一个问题是放大器：放大器的失调电流、失调电压、CMRR、增益误差以及放大器和电阻器的漂移这些因素相结合，显著地降低了系统的总体性能。

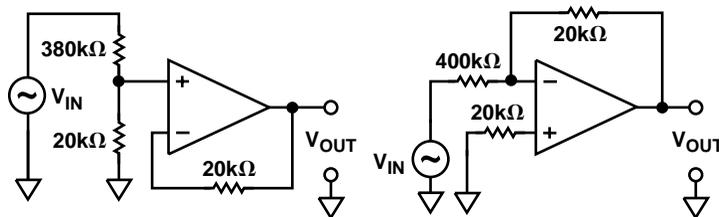


图 6-2. 用于测量大信号的传统方法

显然需要更好的解决方案。图 6-3 示出了一种能够以低于 5 ppm 的非线性误差测量超过 400 V p-p 输入的电路的原理图。该电路将输入信号衰减 20 倍，并且还提供输出缓冲。放大器和衰减器电阻器都一起封装在 AD629 IC 内部，因此衰减器链中的两只电阻器处于相同的温度下。放大器级使用超 β 三极管，因此失调电流误差和偏置电流误差都很小。此外，由于没有噪声增益（即，在低频下是 100% 反馈的），因此 AD629 的失调电压和漂移几乎不会增加额外的误差。

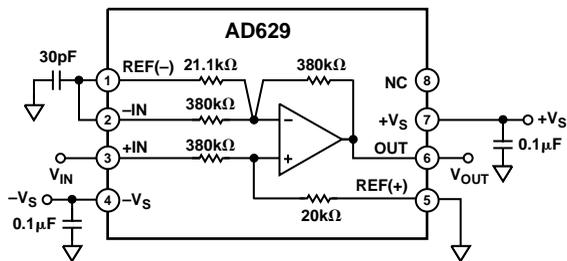


图 6-3. 新的大信号测量系统

AD629 不能在 100% 反馈下工作。使用一只 30 pF 的电容器可以在反馈增益中添加一个极点和一个零点，因此保持了系统的稳定性，并且最大程度提高系统的带宽。该极点位于

$$f_p = 1 / (2\pi (380 \text{ k}\Omega + 20 \text{ k}\Omega) 30 \text{ pF}) = 13 \text{ kHz}$$

该零点频率位于

$$f_z = 1 / (2\pi (20 \text{ k}\Omega) 30 \text{ pF}) = 265 \text{ kHz}$$

图 6-4 示出了 400 V p-p 输入(上面)和 20 V p-p 输出(下面)的波形图。图 6-5 示出了输出信号 (5 V p-p/div) 与输入信号 (50 V p-p/div) 的关系。图 6-6 示出了非线性误差与输入信号的关系。

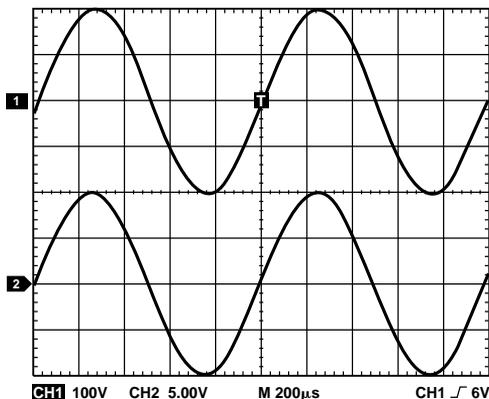


图 6-4. 波形图: 上面是输入电压 (400 V p-p), 下面是输出电压 (20 V p-p)

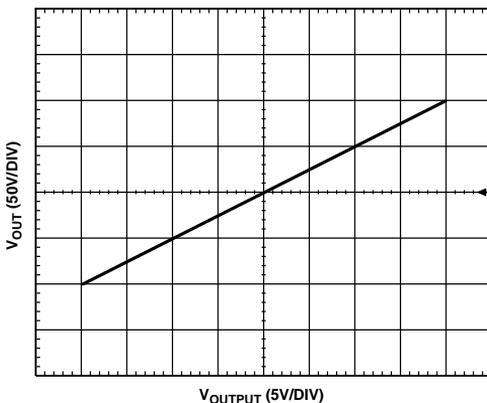


图 6-5. 大信号测量系统的坐标图

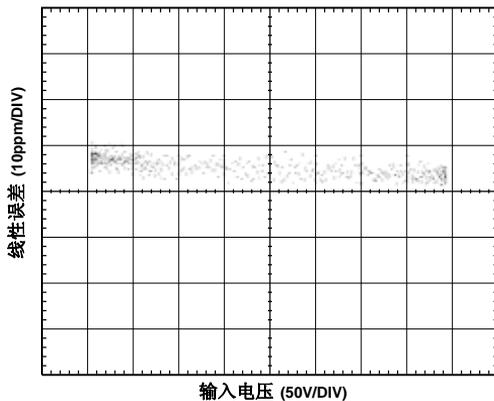


图 6-6. 大信号测量系统的线性误差:
Y 轴: 输出线性误差 (10 ppm/div)
X 轴: 输入电压 (50 V/div)

精密电流源

图 6-7 示出了 AD8553 被配置为电流源。其电流输出节点电压（标为 I_{OUT} ）设定 AD8553 的 V_{REF} 引脚的电压。AD8553 的输入信号 V_{IN} 设定流过 R_1 的电流。因此，根据下列公式， R_2 两端的压降由 V_{IN} 设定：

$$VR_2 = 2(V_{IN}/R_1)R_2$$

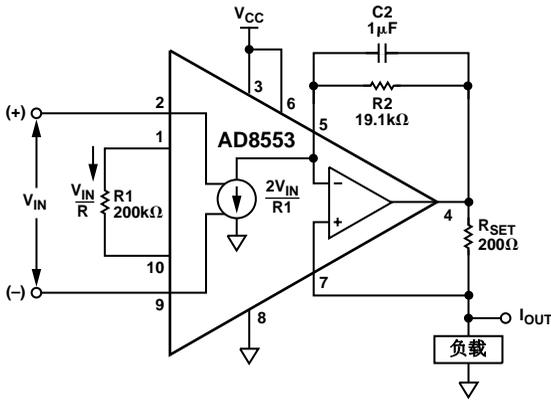


图 6-7. 精密 ± 1 mA DC 电流源

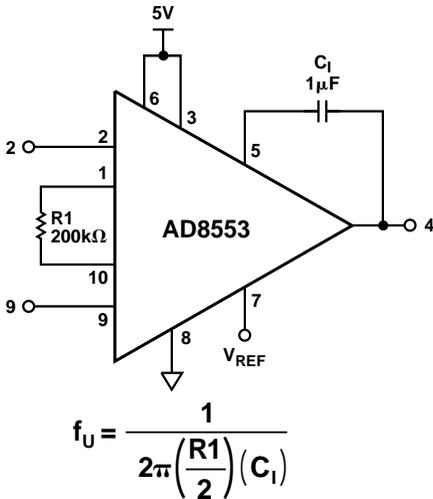


图 6-8. 用于 PID 回路的低频差分输入积分器

用于 PID 回路的积分器

图 6-8 示出了 AD8553 被配置为积分器。该配置用于控制系统中的比例积分微分 (PID) 回路中。在该情况下，积分器的增益在 $F_{UNITY} = 1/(\pi(R_1)C_1)$ 处为 1。应当注意，该结果是由于 AD8553 使流过 R_1 的电流加倍而导致有效电阻为 $(R_1)/2$ 引起的。假设系统处于稳态的条件下，该配置的输入失调电压与 R_1 的大小成比例，因此，该积分器的输入失调电压主要由 R_1 的大小和 AD8553 的内部失调确定。

现在 V_{OUT} 和 V_{REF} 之间的电压等于 VR_2 。因此，该电流源的输出电流为 $I_{OUT} = (VR_2/R_{SET})$ 。该电流值在 ± 1 mA 之间的范围内，即 $0.8 \text{ V} < V(@I_{OUT}) < V_{CC} - 0.8$ (单电源)。应当注意，该范围受到 AD8553 V_{REF} 引脚的动态范围的限制。对于双电源系统，该范围将包括地电位。如果调节 R_1 ，请确保 R_1 中的电流保持低于 $19 \mu\text{A}$ 。如果调节 R_2 的值，请确保 AD8553 的引脚 4 不会超过其有效输出范围（低于正电源电压和高于负电源电压 75 mV ）。该电流源可用于将信号以电流的形式从一个位置传送到另一远程位置，并且在该远程位置使用互阻放大器将其转换回电压。

复合仪表放大器电路具有优良的高频 CMR

仪表放大器的主要优点是它可以提供共模抑制 (CMR)。虽然 AD8221 和 AD8225 都具有扩展频率范围的 CMR，但大多数仪表放大器在音频以上的频率范围就无法提供很好的 CMR。

图 6-9 示出的电路是一个具有高共模抑制比 (CMRR) 的复合仪表放大器。它具有扩展的频率范围, 在此频率范围内具有优良的 CMR (见图 6-10)。该电路由三颗仪表放大器组成。其中的两颗, U1 和 U2 相互相关并且反相连接 (U1 的 +IN 接 U2 的 -IN, 而 U1 的 -IN 接 U2 的 +IN)。由于这两颗器件的设计是相关的, 因此不必使它们匹配。它们的输出 OUT1 和 OUT2 驱动第三颗仪表放大器, 第三颗放大器用来抑制共模信号和放大差分信号。该系统的总增益由附加的外部电阻器确定。在不接任何外部电阻器时, 系统的增益为 2 (见图 6-11)。当增益为 100 时该电路的性能如图 6-12 所示。

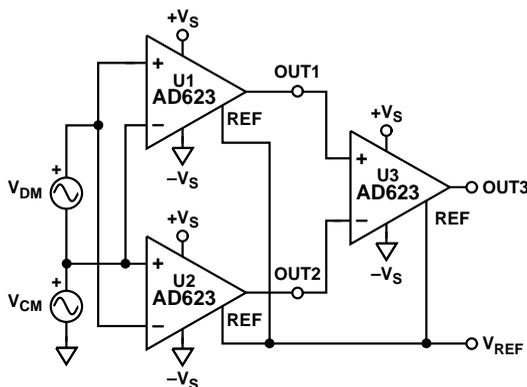


图 6-9. 由三颗仪表放大器组成的复合仪表放大器

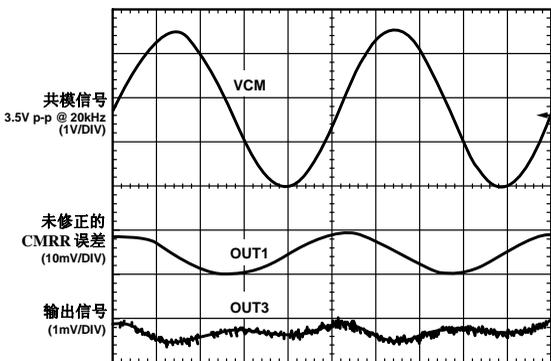


图 6-10. 图 6-9 所示电路在 20 kHz 频率下的 CMR

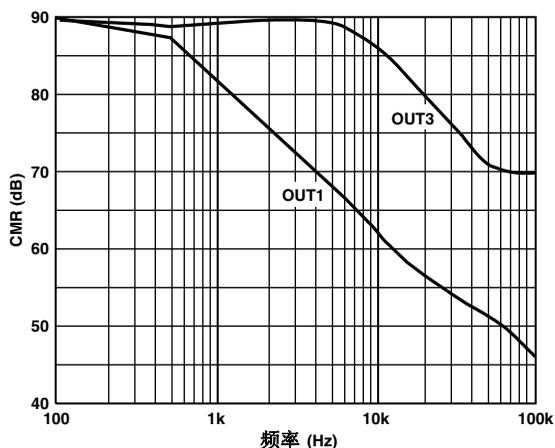


图 6-11. 增益为 2 时 CMR 与频率的关系

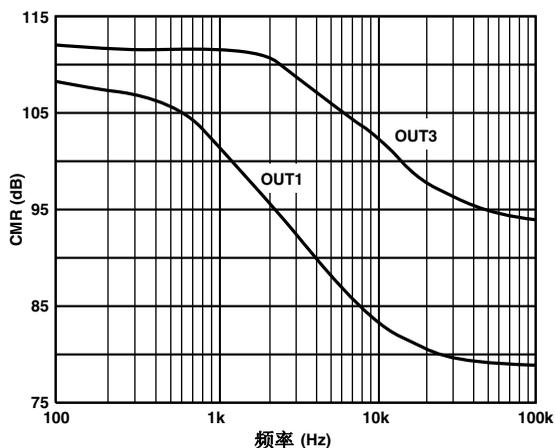


图 6-12. 增益为 100 时系统的 CMR

因为 U1 和 U2 是相关的, 所以它们的共模误差相同。因此, 这些误差作为 U3 的共模输入信号出现, U3 可以抑制这种共模输入信号。实际上, 如果有必要, OUT1 和 OUT2 可以直接驱动带有差分输入级的模数转换器 (ADC), 见图 6-13。ADC 的差分输入级通常可以抑制共模信号。

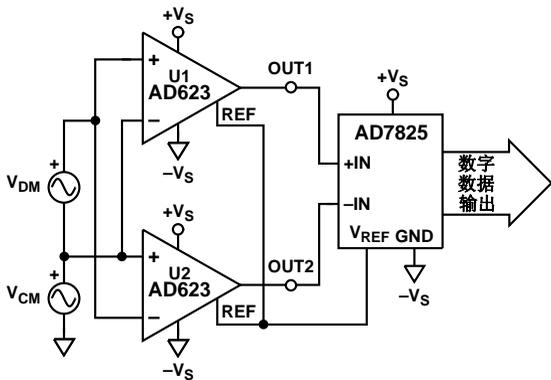


图6-13. 第1级的OUT1和OUT2信号的第1级可以直接驱动ADC, 从而允许ADC能够抑制共模信号。

采用AC激励的应变计测量

应变计测量经常受失调漂移、1/f噪声和输电线噪声的影响。一种解决方案是用AC信号激励电桥, 如图6-14所示。其中AD8221放大电桥输出的AC信号, 并且AD630AR对该波形进行同步检波, 最终产生与电桥应变成比例的DC输出。输出信号中

完全没有与仪表放大器和检测器相关的所有直流误差, 包括失调和失调漂移。

图6-14示出了使用400 Hz信号激励电桥。AD8221输入端的信号为AC电压信号。类似地, AD630的输入信号也是AC信号; 接在AD630后面的低通滤波器末端的信号是DC信号。

400 Hz的AC信号经过整流后取平均; DC误差被转换成AC信号并由AD630移除。最终获得精密的DC信号。

AD8221非常适合于这种应用, 因为它在宽频率范围内具有的高CMR能够确保放大有用信号并且抑制共模信号, 该有用信号呈现为叠加在大的正弦共模电压上的很小的差分电压。普通仪表放大器的CMR在大约200 Hz时会下降。然而, AD8221在频率超过10 kHz时仍能继续抑制共模信号。

如果没有AC信号源, 可以使用开关产生一个换向电压。AD8221在规定频率范围内的高AC CMR能够抑制来自换向电压源的高频谐波。

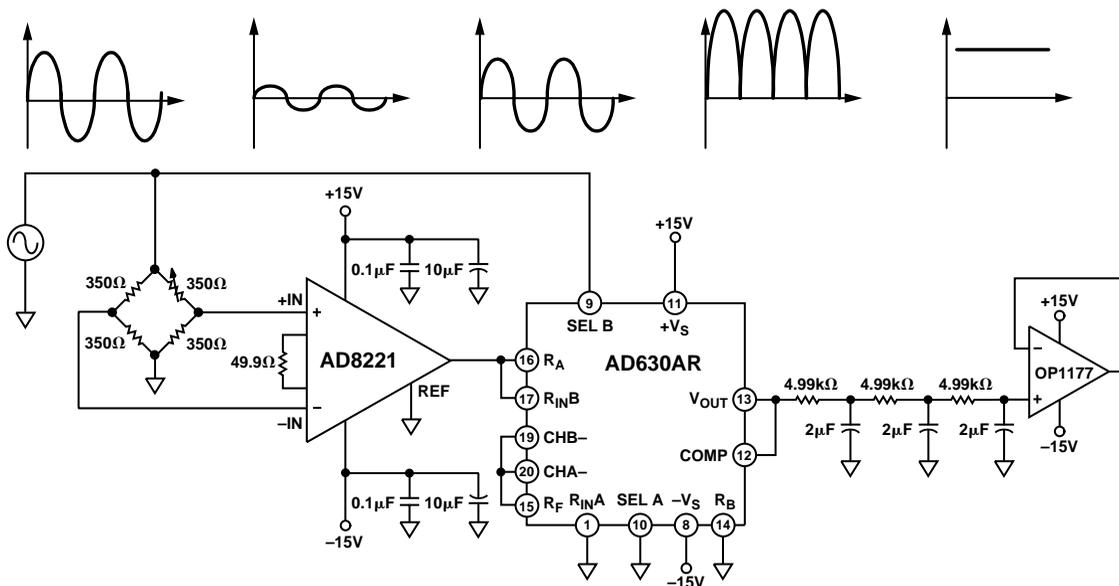


图6-14. 使用AC信号激励电桥

AD628 精密增益电路的应用

AD628 既可以用作差分放大器或线性放大器，也可以用作引脚搭接设置增益的精密电路。AD628 非常适合用在 ADC 的前端，特别适于用作输入放大和缓冲放大器。作为一种差分放大器，它能够提取叠加在高达 $\pm 120\text{ V}$ 共模电压上的小差分信号。AD628 作为一种封装好的精密增益电路，通过引脚搭接可以设置多种精密增益，从而允许以非常小的增益或失调漂移进行高精度数据采集。

AD628 使用最少的外部元件。它的超小型 MSOP 使其以市场上可得到的最小封装尺寸提供上述功能。AD628 除了具有高增益精度和低漂移以外，还提供非常高的 CMR，在 1 kHz 下的典型值大于 90 dB ，并且在 100 kHz 时仍能保持 60 dB 的 CMR。

AD628 包括一个 V_{REF} 引脚以便为驱动单电源 ADC 提供 DC（半满度）偏移。在这种情况下，可以将 V_{REF} 引脚连接到 ADC 的参考电压引脚，也可以方便地实现比例工作。

为什么使用增益电路？

实际的测量需要从噪声源中提取微弱信号。即使是在进行差分测量时，也经常存在很高的共模电压。常用的解决方案是使用运算放大器，或者更好的是使用仪表放大器，然后进行某种类型的 LP 滤波以减小本底噪声。

采用这种传统方法的问题是，分立的运算放大器电路具有很差的 CMR，并且其输入电压范围总是小于电源电压。在与差分信号源结合使用时，使用单片 IC 的仪表放大器可以改善 CMR。但是，如果信号源的电压大于电源电压或者信号电压叠加在很高的共模电压上，则标准仪表放大器就不能处理。此外，使用外接增益电阻器的仪表放大器会产生增益漂移。最后，LP 滤波通常需要另外附加一颗运算放大器和几只外部元件。这样会浪费很贵的 PCB 面积。

AD628 用作一端是传感器和并联电阻器而另一端是数据采集和 ADC 之间的比例放大器，从而解决了这些普遍存在的问题。AD628 的 120 V 的最大输入范围允许直接测量大信号或者叠加在大共模电压上的小信号。

具有单极点 LP 滤波器的标准差分输入 ADC 缓冲器

图 6-15 示出了 AD628 接收叠加在非常高的共模电压上的差分输入信号的连接。AD628 增益电路具有两个内部放大器：A1 和 A2。引脚 3 接地，因此运算放大器 A1 的增益为 0.1。 $100\text{ k}\Omega$ 的输入电阻器和其它方面的设计使 AD628 能够处理叠加在高达 $\pm 120\text{ V}$ 共模电压上的小输入信号。

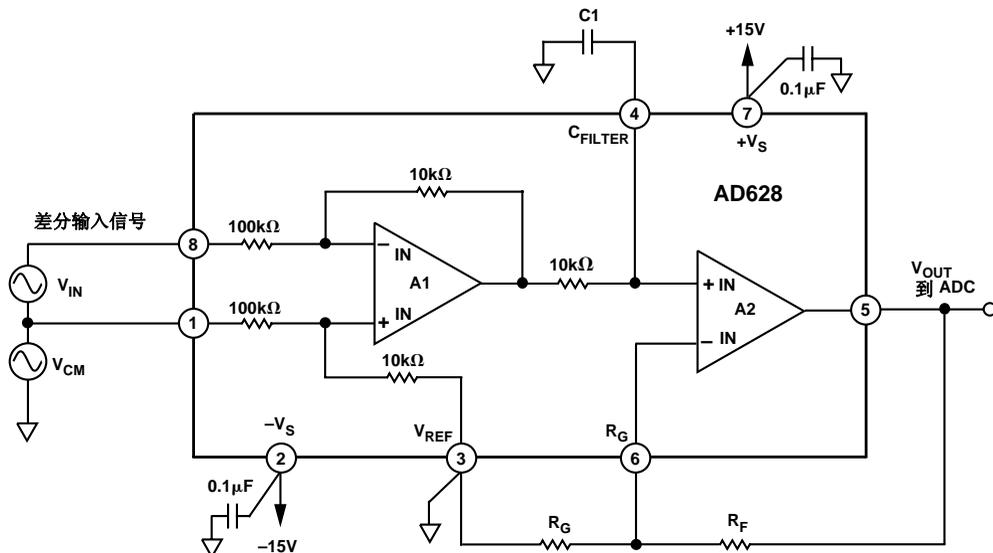


图 6-15. 带单极点 LP 滤波器的基本差分输入连接

A1的输出通过一只10 kΩ的电阻器连接到放大器A2的正输入端。引脚4允许连接一只外部电容器，以提供单极点低通（LP）滤波。

外部电阻器R_F和R_G设置输出比例系数（即，A2的增益）时，由于电阻本身的误差会降低增益精度并且增大漂移误差。

改变输出比例系数

图6-15示出AD628的输出比例系数可以通过改变放大器A2的增益来设置。这种未配置的运算放大器可以工作在高于单位增益的任何合适的增益下。当配置A2时，可以设置AD628以便提供0.1~1000的电路增益。

单独的V_{REF}引脚用于偏移AD628的输出信号，使其位于ADC输入范围的中点。尽管图6-15示出的电源电压为±15 V，但是该电路也可以采用±2.25 V~±18 V的双电源供电。该V_{REF}引脚也可用于单电源（V_S）供电；V_{REF}可以简单地偏置为V_S/2。

由于A1的增益为0.1，因此A1和A2的总增益等于

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G = 0.1(1 + R_F / R_G)$$

因此有

$$(10G - 1) = \frac{R_F}{R_G}$$

对于ADC缓冲应用，应该选择适当的A2增益以便使驱动ADC的电压接近其满度输入范围。当使用

用外部电阻器设置将AD628的增益设置在0.1以下

可以修改AD628增益电路以提供0.01~0.1的任何所需增益，如图6-16所示。

这种连接方法与图6-15中基本的宽输入范围电路相同，但是引脚5和6搭接在一起，并且在引脚4和地之间连接了一只外部电阻器。引脚搭接使放大器A2以单位增益工作。R_{GAIN}与A1输出端的内置10 kΩ电阻器共同形成一个分压器，对A1输出端和A2输入端之间的信号衰减。该连接的增益等于0.1 V_{IN}[R_G / (10 kΩ + R_G)]。

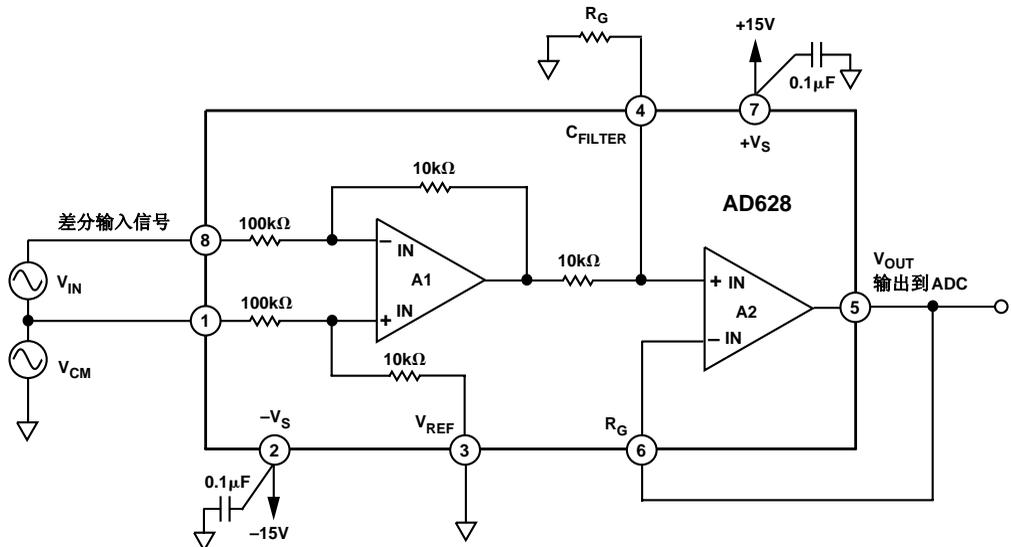


图6-16. 增益小于0.1的AD628连接

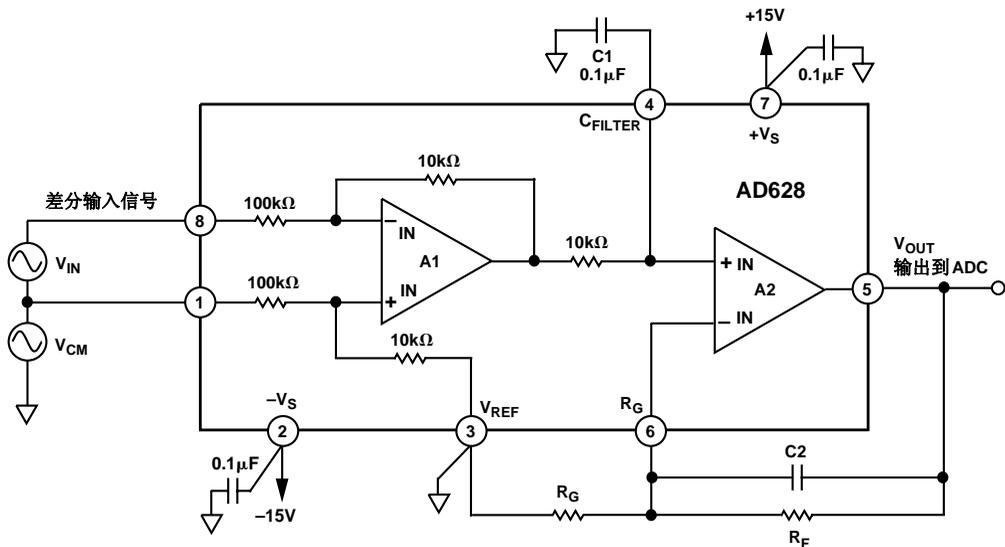


图6-17. 具有双极点 LP 滤波的差分输入电路

具有双极点 LP 滤波的差分输入电路

图 6-17 中的电路是基本 ADC 接口电路的修改方案。这里，增加了双极点 LP 滤波，代价是需要一只额外的电容器（C2）。

如前所述，LP滤波器的第一个极点是通过A1输出端的内置 10 kΩ电阻器和外部电容器C1 设置。第二个极点由A2 反馈路径中的外部RC时间常数生成，该反馈路径由电容器C2 并联在电阻器RF两端构成。应当注意，第二个极点在高于其RC转折频率处 ($1/2\pi RC$)提供的频率滚降速率比单极点LP滤波器要快。但是，随着输入频率的增加，放大器A2 的增益最终降为单位增益而且不会进一步减小。因此，放大器A2 在频率低于其-3 dB转折频率处的电压增益由 R_F/R_G 比值决定，在更高频率时A2 的增益为单位增益。

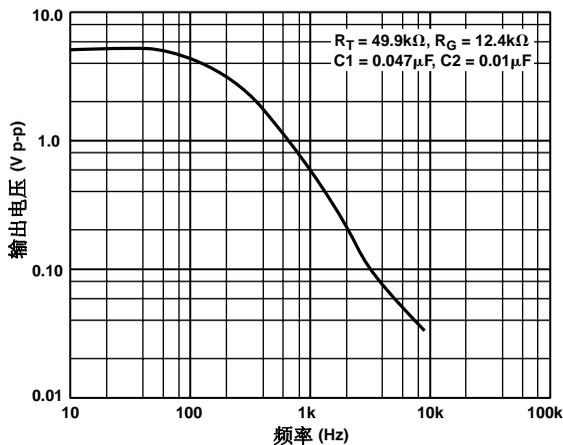


图6-18. 双极点 LP 滤波器的频率响应

图 6-18 示出了选择原件值提供 200 Hz 的-3 dB 转折频率时，滤波器的输出与频率的关系。在转折频率和大约其 10 倍频率范围中存在一个急速滚降。高于此 10 倍频点时，第二个极点的作用开始减弱，并且其衰减速率接近单极点响应。

表 6-1.

双极点 LP 滤波器				
输入范围: 10 V p-p 满度, 对于 5 V p-p 输出				
$R_F = 49.9 \text{ k}\Omega, R_G = 12.4 \text{ k}\Omega$				
-3 dB 转折频率				
	200 Hz	1 kHz	5 kHz	10 kHz
电容器 C2	0.01 μF	0.002 μF	390 pF	220 pF
电容器 C1	0.047 μF	0.01 μF	0.002 μF	0.001 μF

表 6-2.

双极点 LP 滤波器				
输入范围: 20 V p-p 满度, 对于 5 V p-p 输出				
$R_F = 24.3 \text{ k}\Omega, R_G = 16.2 \text{ k}\Omega$				
-3 dB 转折频率				
	200 Hz	1 kHz	5 kHz	10 kHz
电容器 C2	0.02 μF	0.0039 μF	820 pF	390 pF
电容器 C1	0.047 μF	0.01 μF	0.002 μF	0.001 μF

表 6-1 和表 6-2 提供了对应各种 -3 dB 转折频率和两个不同满度输入范围的典型滤波器的元件值。这些值已被四舍五入以便与标准电阻器和电容器元件值匹配。电容器 C1 和 C2 必须为高 Q 值低漂移元件, 应该避免使用低等级圆片陶瓷电容器。为了获得最低漂移和最佳建立时间, 建议使用高质量的 NPO 陶瓷电容器、聚乙酯(Mylar) 电容器或聚酯薄膜电容器。

用 AD628 构造精密增益电路

实际的数据采集系统需要把弱信号放大到足以适应于 ADC 的输入范围。不幸的是, 在配置增益电路时, 大多数普通放大器都会有增益误差和失调漂移。

在运算放大器电路中, 常见的使用两只电阻器设置增益的方法具有精度和漂移限制。使用 1 % 标准电阻器, 可能产生 2 % 的放大器增益误差。由于每只电阻器的漂移不同, 增益还会随着温度而变化。可以使用单片电阻网络来实现精确的增益设置, 但是这些元件会增加成本、复杂度和 PCB 面积。

图 6-19~图 6-23 中的增益电路克服了所有这些性能限制, 它们的成本很低并且可提供单片 MSOP 封装解决方案。AD628 使用最小的 IC 封装提供完整的功能。由于所有电阻器都集成在 AD628 增益电路的内部, 因此其精度和漂移都很优良。

所有这些引脚搭接电路(不使用外部元件)都具有高于 0.2 % 的增益精度, 并且增益的温度漂移(TC) 低于 50 ppm/°C。

用 AD628 实现+10 或-10 精密增益电路

图 6-19 示出了用 AD628 接成的精密增益电路, 以提供+10 的电压增益。通过把适当的引脚搭接或接地, 以使增益电路具有不同的增益。该增益电路本身由两个内部放大器构成: 一个增益为 0.1 的差分放大器(A1)后接一个未配置的缓冲放大器(A2)。

将输入信号(V_{IN}) 施加到 V_{REF} 引脚(引脚 3) 和地之间。由于输入连接到引脚 3, 因此 A1 同相输入端的电压等于 $V_{IN} (100 \text{ k}\Omega/110 \text{ k}\Omega)$, 即 $V_{IN} (10/11)$ 。由于引脚 6 接地, A2 的反相输入等于 0 V。因此, A2 的同相输入也会被来自 A2 输出的反馈迫使为 0 V。然后 A1 的输出也必须为 0 V。由于 A1

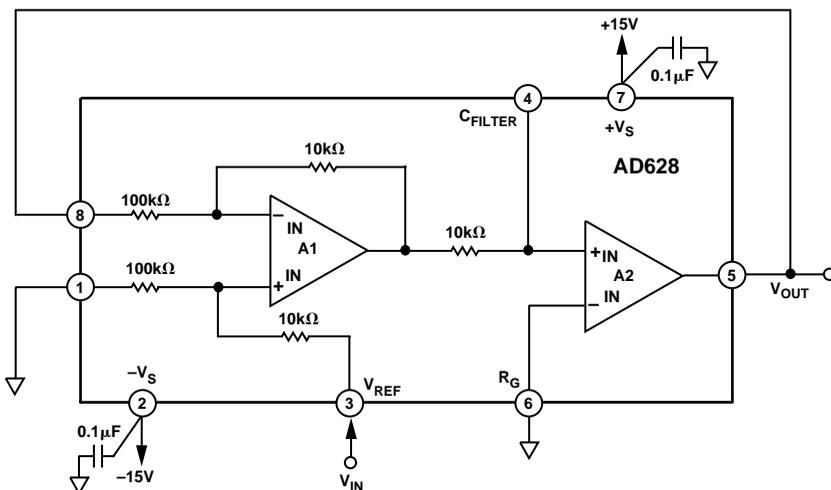


图 6-19. 不使用外部元件的+10 增益电路

的反相输入必须等于A1的同相输入，所以两者都等于 V_{IN} (10/11)。

这就意味着A2的输出电压 (V_{OUT}) 等于

$$V_{OUT} = V_{IN} (10/11)(1 + 100k/10k) = V_{IN} (10/11) \times 11 = 10V_{IN}$$

图 6-20 中的成对电路提供-10 的增益。这一次是在 A2 的反相输入端 (引脚 6) 和地之间施加输入电压。工作情况完全相同，只是现在 A2 将输入信

号反相 180°。由于引脚 3 接地，因此 A1 的同相输入为 0 V，所以反馈同样会迫使 A1 的反相输入为零。因为 A1 的增益为 1/10 (0.1)，所以要迫使 A1 的反相输入为 0，A2 的输出需要是负 10 倍 V_{IN} 。

这两种连接具有不同的输入阻抗。当驱动引脚 3 (见图 6-19) 时，对地的输入阻抗为 110 k Ω ，而当驱动引脚 6 (见图 6-20) 时，约为 50 G Ω 。在输入信号为 10 mV 和 100 mV 时，这两种电路的-3 dB 带宽分别约为 110 kHz 和 95 kHz。

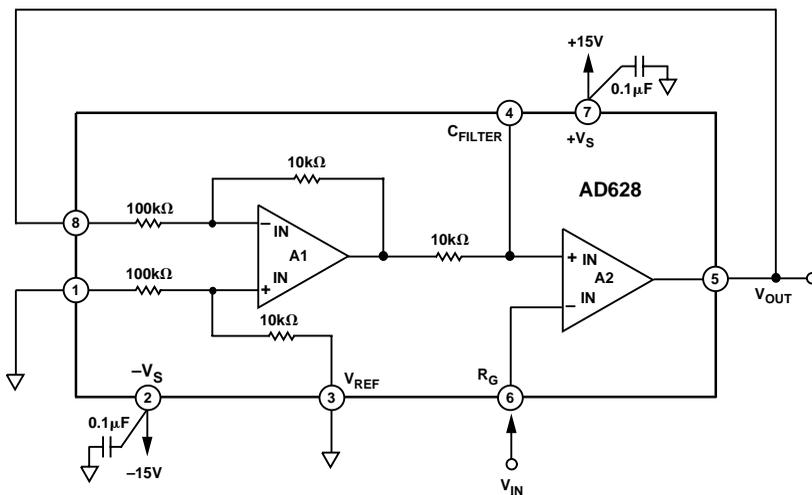


图 6-20. 提供-10 增益的成对电路

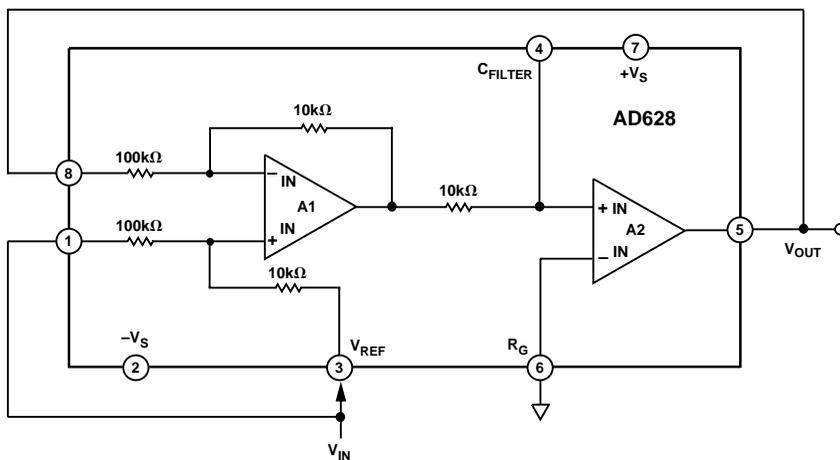


图 6-21. 增益为+11 的电路

用 AD628 实现+11 精密增益

增益为+11 的电路（见图 6-21）几乎与增益为+10 电路的连接相同，区别在于引脚 1 搭接到引脚 3 而不是接地。这样 A1 的同相输入并联了两只内部电阻器（100 kΩ 和 10 kΩ），从而移除了 V_{IN} 和 A1 同相输入端之间的 10 kΩ/110 kΩ 分压器。经过这样的修改后， V_{IN} 通过一只约为 9 kΩ 的电阻器驱动 A1 的同相输入端。应当注意，这只串联电阻器与放大器 A1 极高的输入阻抗相比可以忽略不计。引脚 8 到 A1 输出端的增益为 0.1。因此，反馈会迫使 A2 的输出等于 11 V_{IN} 。在输入信号为 10 mV 和 100 mV 时，该电路的 -3 dB 带宽分别约为 105 kHz 和 95 kHz。

用 AD628 实现+1 精密增益

图 6-22 示出了提供+1 精密增益的 AD628 连接方案。如前所述，这种连接方案使用该增益电路的

内部电阻器网络以获得高增益精度和稳定性。

将输入信号施加到 V_{REF} 引脚和地之间。由于引脚 1 和引脚 8 都接地，因此输入信号通过一个 100 kΩ/110 kΩ 的输入衰减器传送到 A1 的同相输入端。该电压等于 $V_{IN}(10/11)=0.909 V_{IN}$ 。从该点到 A1 输出端的增益等于 $1 + (10 \text{ k}\Omega/100 \text{ k}\Omega) = 1.10$ 。因此，A1 输出端的电压等于 $V_{IN}(1.10)(0.909) = 1.00 V_{IN}$ 。放大器 A2 用作单位增益缓冲器（因为引脚 5 和引脚 6 连接在一起），以提供+1 的总电路增益。

用前馈增加带宽提供-9.91 增益

可对图 6-20 中的电路稍作修改，施加少量的正反馈以扩大其带宽，如图 6-23 所示。通过把引脚 4 和引脚 1 连接在一起，将放大器 A1 的输出反馈回其同相输入端。现在，增益等于 $-(10 - 1/11) = -9.91$ 。

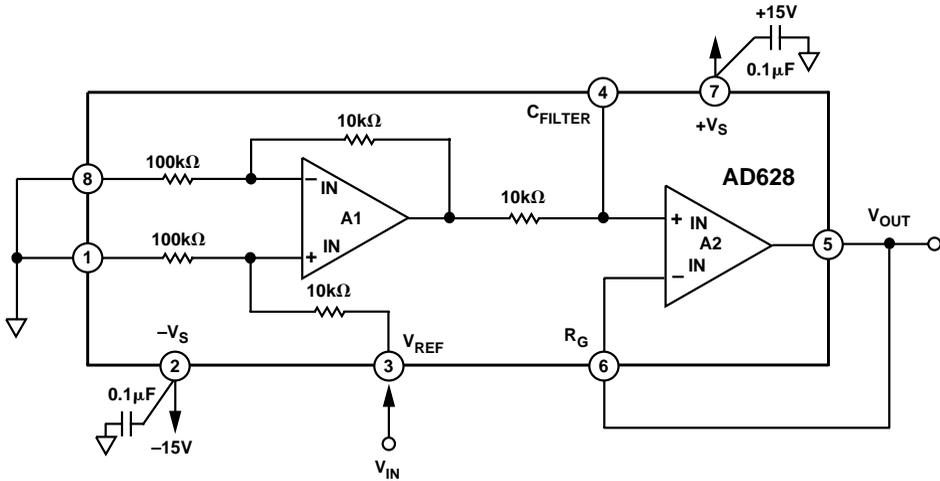


图 6-22. 用 AD628 实现+1 精密增益的电路

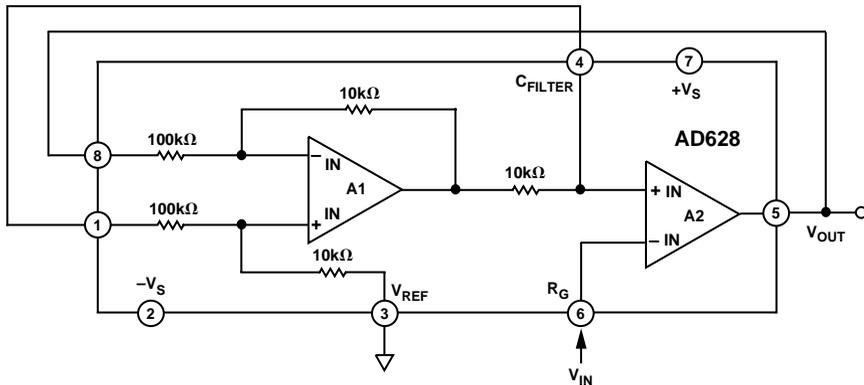


图 6-23. 带前馈的-10 精密增益电路

修改后的电路仍然是稳定的，这是因为有大量的负反馈加载给整个电路（从 A2 的输出端返回到 A1 的反相输入端）。这种连接方案实际上得到了约 140 kHz 的小信号-3 dB 带宽。与图 6-17 中未修改的电路相比，带宽增加了 27%。但是，增益精度减小到±2%。

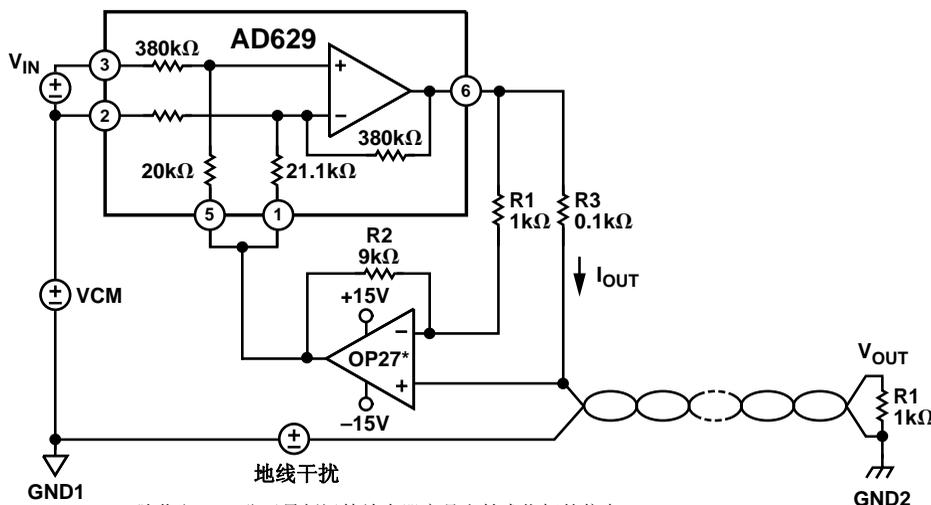
电流变送器抑制接地噪声

许多系统使用电流控制远程仪表。这种系统的优点是能够在两个远程连接的电源条件下工作，即使它们的接地电位不同。在这种情况下，输出相对于输入信号必须是线性的，并且必须能够抑制地之间的任何干扰。图 6-24 示出了一个这样的电路。

对于该电路

$$I_{OUT} = \frac{(V_{IN} / 10)}{1 \text{ k}\Omega}$$

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN} (V)}{1 \text{ k}\Omega}$$



*欲获取 ADI 公司最新运算放大器产品和技术指标的信息，请访问 ADI 公司网站 www.analog.com。

图 6-24. 电流变送器

AD629 差分放大器具有非常大的共模范围，它由输入信号引脚 3 驱动。其传递函数为

$$V_{OUT} = V_{IN}$$

其中：

在引脚 6 和参考端（引脚 1 和引脚 5）之间测量 V_{OUT} ，在引脚 3 和引脚 2 之间测量 V_{IN} 。共模电压（VCM）被抑制。

为了减小引脚 6 的电压，在引脚 6 和参考端之间连接一个增益为 9 的反相器。该反相器设置变送器的增益，以使引脚 6 的电压在输入为 10 V 时只改变 1 V；但是，引脚 6 与参考端之间的电压差为 10 V。

由于 OP27 的同相端和 AD629 输出端之间的增益为 1，因此输出电流不会被输出电压 V_{out} 调制而改变。比例电阻器 R3 为 100 Ω，产生 1 mA/V 的输入信号。

之所以选择选择OP27 是因为在噪声增益为 10 时，其带宽不影响变送器正常工作。图 6-25 是其输出电压 V_{OUT} 相对输入电压 V_{IN} 的传递函数。图 6-26 是变送器如何有效抑制接地噪声的示例。

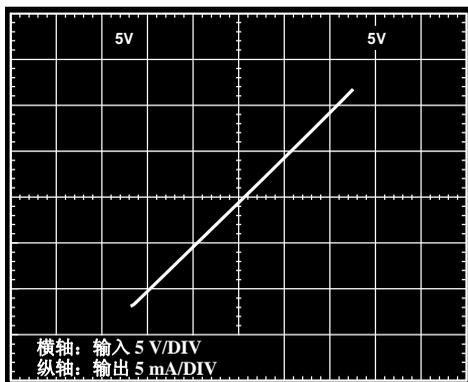


图 6-25. 传递函数

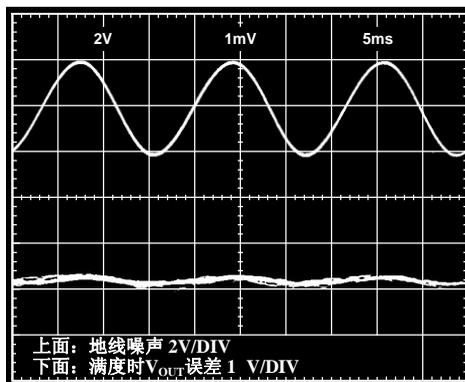


图 6-26. 干扰抑制

大幅度模拟输入 ADC 接口

图 6-27 中的电路提供了双电源供电条件下高达 $\pm 10\text{ V}$ 的大幅度模拟输入与单电源供电条件下的小幅度差分输入 ADC 之间的接口。

如图所示，两个 AD628 差分放大器反相连接。差分输出 $V_1 - V_2$ 是输入信号的衰减形式：

$$V_1 - V_2 = \frac{(V_A - V_B)}{5}$$

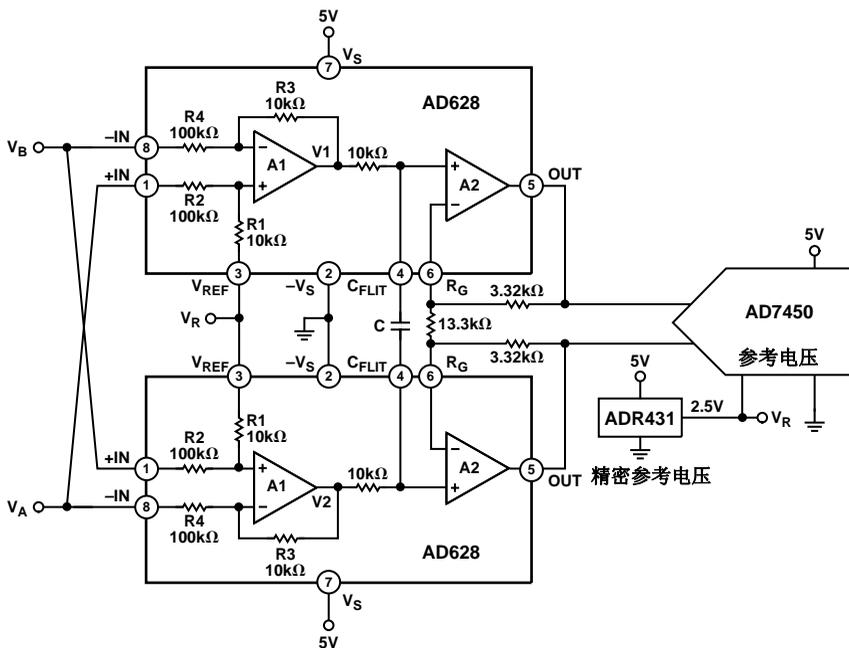


图 6-27. ADC 接口电路在 5V 单电源条件下对 $\pm 10\text{ V}$ 差分信号衰减并且进行电平平移

差分放大器抑制了输入端 V_A 和 V_B 上的共模电压。参考电压 V_R 由**ADR431**提供并且由ADC和放大器共享，它用来设置共模输出电压。一只电容器C在跨接两个 C_{FILT} 引脚之间，用于对差分信号($V_1 - V_2$)进行低通滤波。其 -3 dB极点频率为 $f_p = 1 / (40000 \times \pi \times C)$ 。差分信号被放大1.5倍。因此，该电路的总增益为3/10。

图6-28示出一个20 V p-p输入信号(上面)、两个AD628的输出信号(中间)和差分输出(下面)。这种配置优于与ADC简单连接的配置。由于每个AD628的误差是不相关的，因此该电路将CMRR、失调电压、漂移和噪声等技术指标改善 $\sqrt{2}$ 倍。

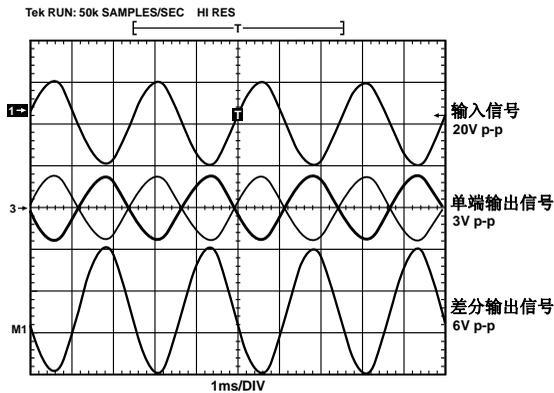


图6-28. 波形图示出一个20 V p-p的输入信号(上面), 每个AD628的输出信号(中间)和差分输出信号(下面)

该输出显示出85 dB的信噪比(SNR)(见图6-29)。将两颗AD628差分放大器与一颗12 bit差分输入ADC**AD7450**连接。AD7450可以很容易地抑制差分放大器输出端的残余共模信号。图6-30示出了AD628输出端的共模误差。

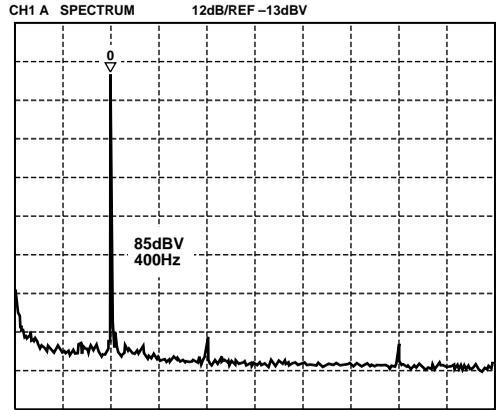


图6-29. 图6-27中电路具有85 dBV SNR

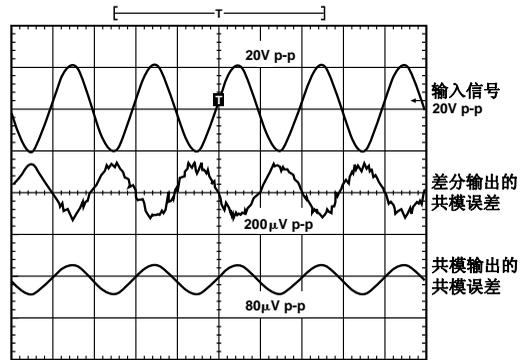


图6-30. 共模输入测量值为20 V p-p(上面)。差分输出的共模误差为200 µV p-p(中间)。共模输出的误差为80 µV p-p(下面)。

最上面的波形是一个20 V p-p的共模输入信号。中间的波形测量值为200 µV p-p, 是从两个AD628的两个输出端差分测量得到的共模误差。下面的波形测量值为80 µV p-p, 是最终的共模误差结果。

高速同相求和放大器

图 6-31 所示的原理图是具有多个输入和一个单端输出的常见的求和放大器。它是反相放大器的一种变化形式。X 点是虚地点并被称为求和点。该电路的传递函数为

$$V_o = -[(RF / R1)V1 + (RF / R2)V2 + (RF / R3)V3]$$

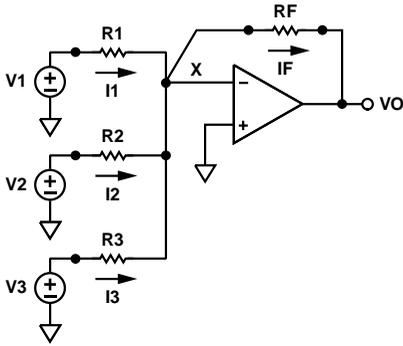


图 6-31. 传统的求和放大器

这说明输出是输入的加权和，权重由电阻器的比值决定。如果所有电阻值都相等，则电路产生输入和的反相值。

$$V_o = -(V1 + V2 + V3)$$

应当注意，如果我们想得到 $V_o = (V1 + V2 + V3)$ ，则需要附加一个增益为 -1 的反相器。此外，该电路有许多缺点，例如输入阻抗低、同相输入端和反相输入端的输入阻抗不同和带宽低，而且还需要精密匹配的电阻器。

图 6-32 示出了高速求和放大器的原理图，它能够对多达 4 路的输入电压求和而无需反相器改变输出的符号。该电路经证明在音频和视频应用中非常有用。该电路包括三颗低成本的高速仪表放大器。前两颗放大器连接输入信号，第三颗放大器的对地输出信号为它们的总和。该电路的输入端具有非常高的阻抗而且整个网络输出端的信号是同相的。

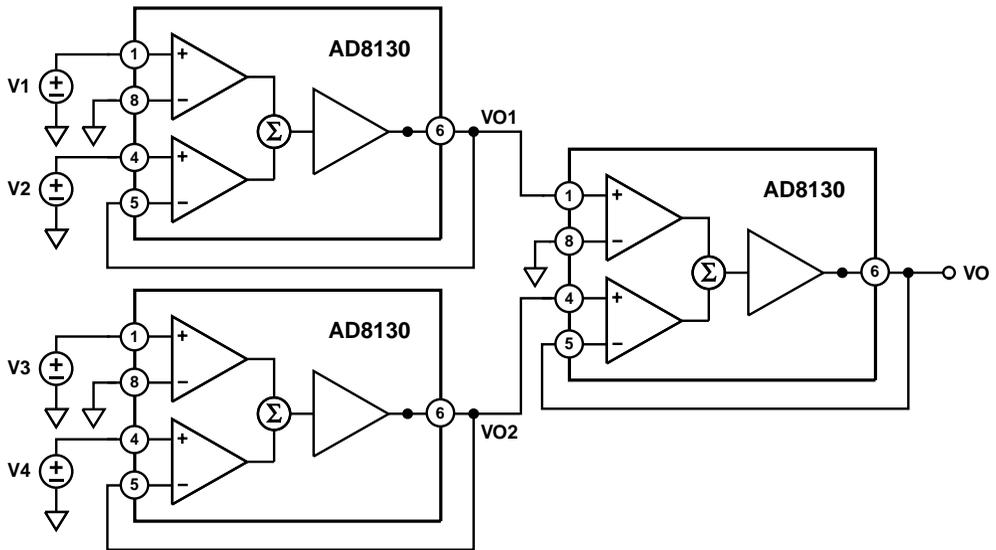


图 6-32. 具有高输入阻抗的求和电路

图 6-33 是 1 MHz 时的波形图。上面的波形是全部四个输入端的输入信号。中间的波形是输入 V1 和 V2 之和。下面的波形是系统的输出，它是所有四个输入的总和。

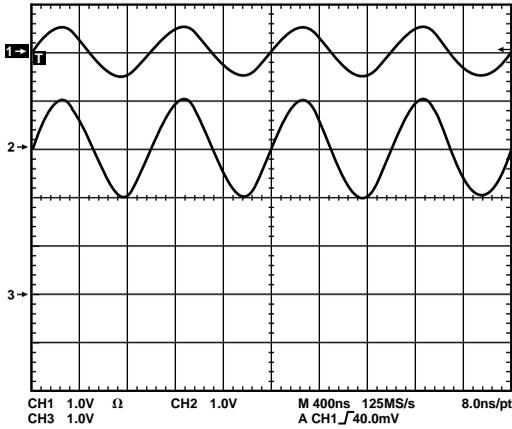


图 6-33. 图 6-32 电路的波形图

图 6-34 示出图 6-32 中系统的宽频宽。正如我们所看到的，其 -3 dB 点约为 220 MHz。

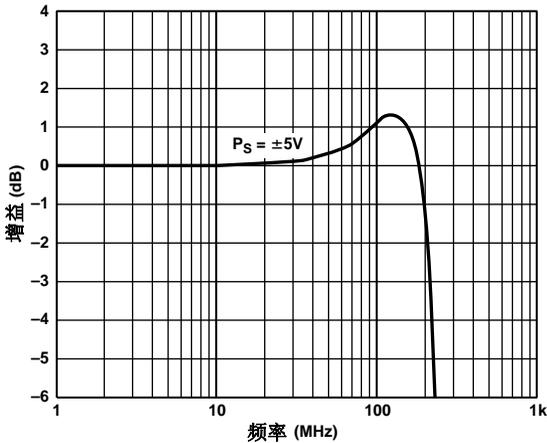
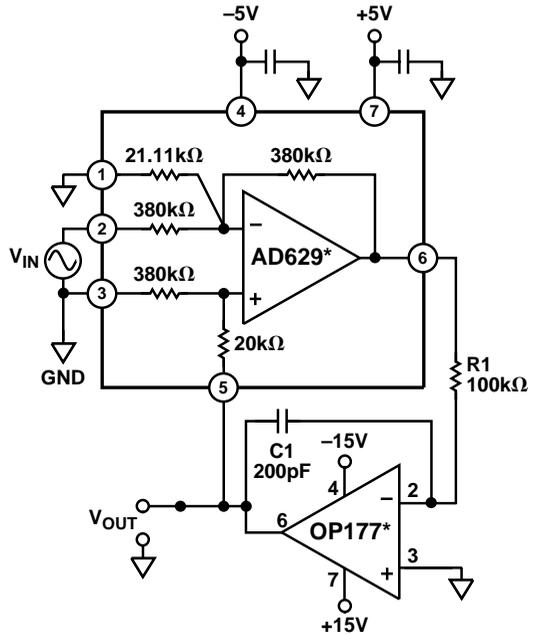


图 6-34. 图 6-32 中求和电路的频率响应

高电压监测电路

图 6-35 示出了一个高精度的高电压监测电路。



*欲获取 ADI 公司最新运算放大器产品和技术指标的信息，请访问 ADI 公司网站 www.analog.com。

图 6-35. 高电压监测电路

积分器 (OP177) 为差分放大器 (AD629) 提供负反馈，强制其输出保持在 0 V。AD629 反相输入端的分压器将其共模电压设置为 $V_{IN}/20$ 。积分器的输出和测量输出 V_{OUT} 提供保持共模电压所需要的电流。R1 和 C1 补偿该系统使其带宽为 200 kHz。

该电路的传递函数为 $V_{OUT} = V_{IN}/19$ 。例如，一个 400 V p-p 的输入信号将产生 21 V p-p 的输出。

图 6-36 示出了被测系统在整个 400 V p-p 输入范围内的非线性误差小于 20 ppm。折合到输入端的系统噪声约为 $550 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，或者在 300 kHz 带宽内最大噪声电压约为 2 mV（满度的 10 ppm）。

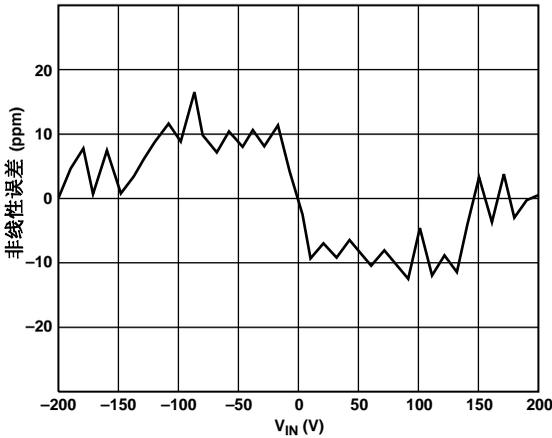


图 6-36. 非线性误差与 V_{IN} 的关系

48 V 总线精密监测电路

电话设备的电源通常由一个 48 V 的 DC 电源和一个电池组构成。该电池组用来在 AC 输电线停电时提供备用电源并且帮助该 48 V DC 电源电压稳压。

尽管标称为 -48 V，但电话线上的 DC 电压可

能在 -40 V ~ -80 V 范围内变化并且会受电源浪涌和电源波动的影响。源端的电源稳压对远程的电压几乎不起作用，而且由浪涌、欠压或其它输电线路故障引起的设备故障不是总能被检测到。

从远程通信设备捕获电源信息需要精确的电压测量，有时候还需在室外温度条件下测量。高共模电压差分放大器已被用于监测电流。但是，这些多用途的器件还可用作分压器，从而也能够远程监测电压。

图 6-37 示出一个只使用两片 IC 的精密监测电路，它由 -48 V 电源为其供电。该电路用低成本三极管和齐纳二极管的组合为放大器提供 15 V 电源电压。

AD629 IC 是一种完备的高共模电压差分放大器。根据图 6-37 所示连接，它将差分输入电压减小约 19 V，因此可以用作精密分压器。为了保持环路稳定性还需要一颗附加的放大器。

OP777AR 的输出可驱动 ADC AD7476。

该电路相比于其它可选的解决方案具有几个优点。AD629 的激光微调分压电阻器具有非常优良的电阻匹配和温度跟踪性能。-40 V ~ -80 V 电压范围内的非线性误差几乎测不出来。图 6-38 和 6-39 分别示出了该电路的线性度和温度漂移曲线。

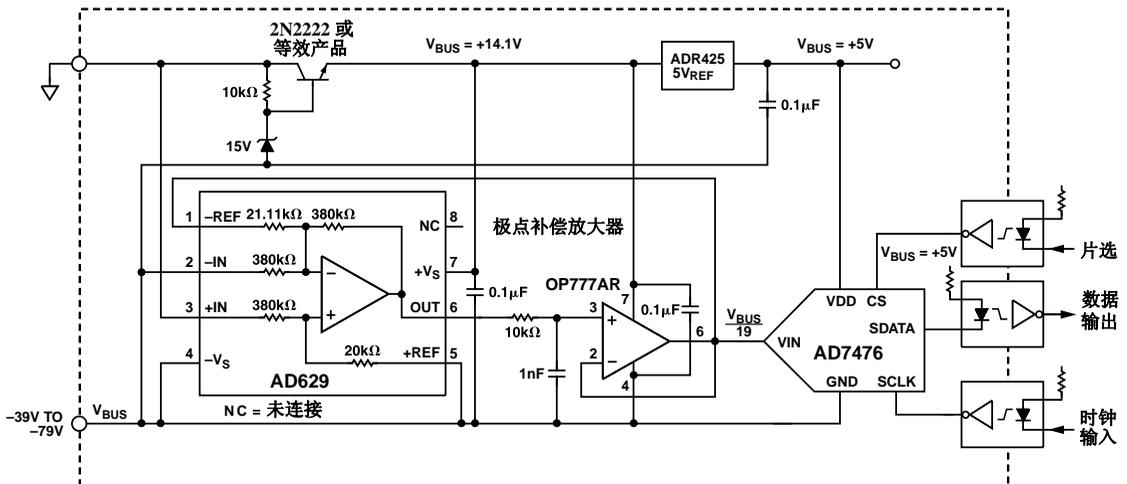


图 6-37. 48 V 分布总线的精密远程电压测量

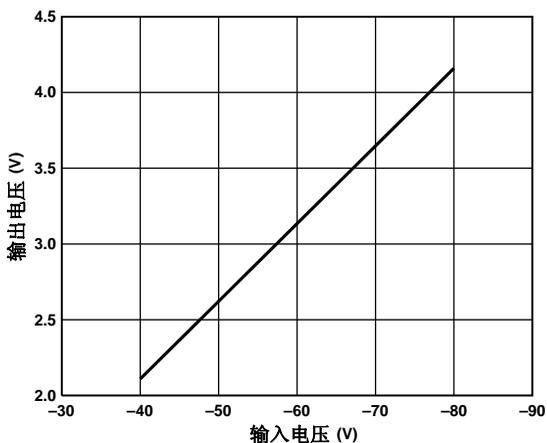


图 6-38. 48 V 总线监测电路的输入输出线性关系

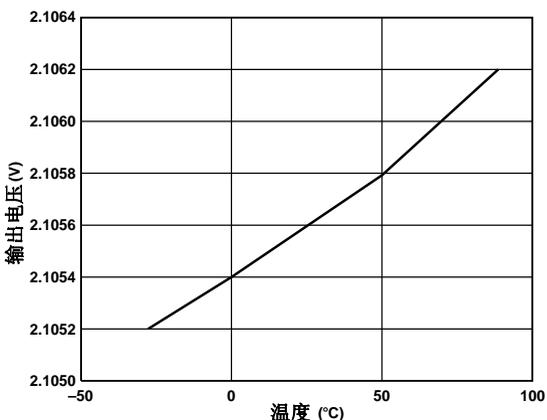


图 6-39. 48 V 总线监测电路的温度漂移

采用低端开关的高端电流检测

AD8202 的典型应用是在高端检测流过脉宽调制 (PWM) 控制的螺线管的电流。典型应用包括液压传动控制和柴油机喷射控制。

对于这类应用我们采用两种典型的电路配置。

在下面的电路配置中, PWM 控制开关以地为参考端 (低端开关)。一个感性负载 (螺线管) 连接到电源。一个阻性分流器接在开关和感性负载之间 (见图 6-40)。把分流器置于高端的优点在于, 由于当开关断开时该分流器仍然在环路中, 因此能够测量包括回流电流在内的总电流。此外, 由于使用高端的分流器能够检测到对地的短路, 因此可以提高故障诊断能力。

在该电路配置中, 当开关闭合时, 共模电压降低到接近负电源。当开关断开时, 感性负载两端的反向电压产生共模电压, 通过箝位二极管使其保持比电池电压高出一个二极管正向压降。

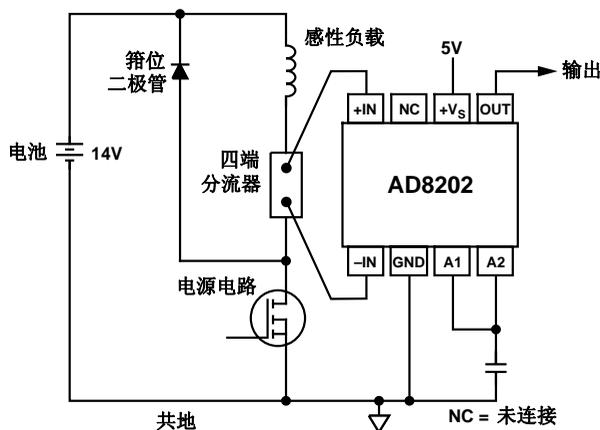


图 6-40. 低端开关

采用高端开关的高端电流检测

下面的电路配置可将螺线管的意外激活和过度腐蚀的可能性降到最小(见图 6-41)。在这种情况下,开关和分流器位于电源高端。当开关断开时,就断开了电池与负载的连接,从而防止了潜在的对地短路危害,同时仍然允许测量回流电流并且提供故障诊断。长时间断开电源与负载的连接可以使由于负载和地之间的电压差产生的腐蚀作用降至最小。

当使用高端开关,在开关闭合时,电池电压连接到负载,导致共模电压增大到电池电压。在这种情况下,当开关断开时,感性负载两端的反向电压会产生共模电压,通过箝位二极管使其保持比地低一个二极管正向压降。

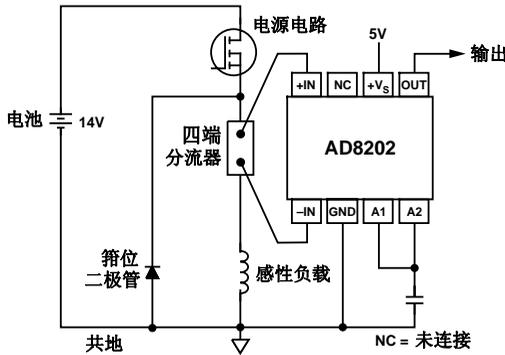


图 6-41. 高端开关

电机控制

AD8210 的一个典型应用是用在 H 桥电动机控制中的控制环路。在这种情况下,AD8210 放置在 H 桥的中间(见图 6-42),以便它可以使用电动机中的分流器精确测量两个方向的电流。

这种解决方案优于以地为参考端的运算放大器,这是因为,在这类应用中地电位通常并不是一个稳定的参考电压。地参考电压的不稳定性导致使用简单的以地为参考电压的运算放大器进行的测量是不准确的。

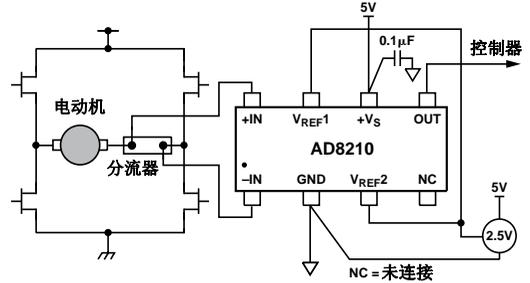


图 6-42. 电机控制应用

当 H 桥开关和电机改变方向时,AD8210 可以测量两个方向的电流。AD8205 的输出被配置为外部参考双向模式。

电桥应用

仪表放大器广泛地用于缓冲和放大从典型的四电阻惠斯登电桥传感器输出的小电压信号。

典型电桥电路

图 6-43 示出了用于放大典型阻性电桥信号的 AD627 的电路配置。该电路可以双电源或单电源方式工作。通常,可以使用与仪表放大器的供电电压相同的电压激励电桥。将电桥的底端连接到仪表放大器的负电源(通常为 0, -5 V, -12 V 或 -15 V),这样建立的输入共模电压为两个电源电压之间的中心值。REF 引脚上的电压最好也应设置为两个电源电压之间的中心值,尤其是当输入信号为双极性时。

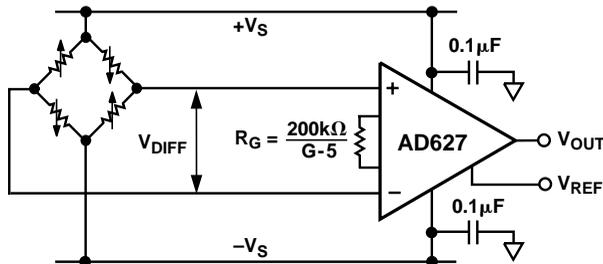


图 6-43. 用于低功耗应用的典型电桥电路

但是，REF引脚上的电压也可以根据不同的应用而改变。这种方法的一个很好的示例是，将REF引脚连接到输入范围为 $(V_{REF} \pm V_{IN})$ 的ADC的 V_{REF} 引脚。由于AD627的输出摆幅为 $(-V_S + 100\text{ mV}) \sim (+V_S - 150\text{ mV})$ ，因此最大可设置增益是上述的输出范围除以输入范围。

单电源数据采集系统

图 6-44 中的电桥电路采用一个+5 V电源激励。因此，电桥的满度输出电压 $(\pm 10\text{ mV})$ 具有 2.5 V 的共模电压。AD623 移除了该共模电压分量，并且将输入信号放大了 100 倍 $(R_G=1.02\text{ k}\Omega)$ ，从而产生 $\pm 1\text{ V}$ 的输出信号。

为了防止该信号低于 AD623 的地电压，REF 引脚的电压至少必须升高到 1 V。在本示例中，使用 ADC AD7776 的 2 V 参考电压将 AD623 的输出电压偏置到 $2\text{ V} \pm 1\text{ V}$ 。这正符合该 ADC 的输入范围。

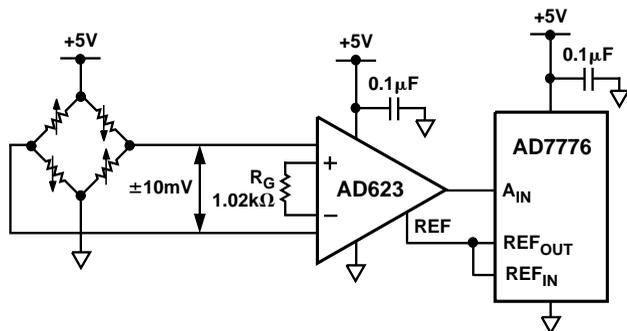


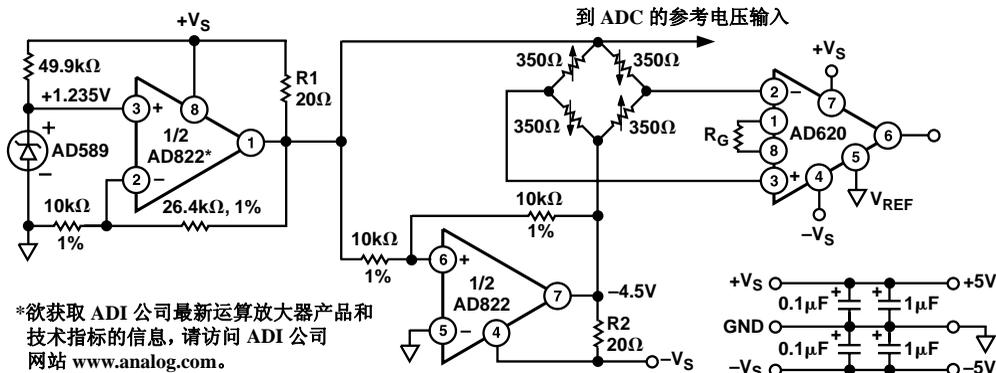
图 6-44. 单电源数据采集系统

低压降双极性电桥驱动器

AD822 可用于驱动 $350\ \Omega$ 的惠斯登电桥。图 6-45 示出了 AD822 的一半用于缓冲 1.235 V 的低功耗参考电压源 AD589。AD822 的 $+4.5\text{ V}$ 输出可用于驱动一个 ADC 的前端。AD822 的另一半配置成单增益反相器并产生另一个 -4.5 V 的电桥输入。

电阻器 R1 和 R2 提供一个恒定电流用于电桥激励。AD620 低功耗仪表放大器用于调理该电桥的差分输出电压。AD620 的增益 (G) 可通过一只外部电阻器 R_G 设置，并且按以下公式计算：

$$G = \frac{49.4\text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$



*欲获取 ADI 公司最新运算放大器产品和技术指标的信息，请访问 ADI 公司网站 www.analog.com。

图 6-45. 低压降双极性电桥驱动器

传感器接口的应用

仪表放大器很久以来一直在传感器应用中用作前置放大器。高质量传感器通常会提供高线性度输出，但是其信号幅度非常低并且具有高输出阻抗的特性。这就要求使用一颗高增益缓冲器或前置放大器，并且要求它们自身不会在传感器的输出信号上叠加任何可辨别的噪声。此外，典型传感器的高输出阻抗会要求仪表放大器具有低输入偏置电流。

表 6-3 给出一些典型传感器的典型特性。

由于大多数传感器速度都很慢，因此对仪表放大器的带宽要求不高：单位增益时 1 MHz 的小信号带宽对大多数应用已经足够了。

心电图仪的信号调理

AD8220 是适用于下一代心电图仪 (EKG) 的优良的输入放大器。AD8220 的小尺寸、宽频率范围内的高 CMRR、满电源输出摆幅和 JFET 输入级特性都非常适用于该应用。在人体皮肤表面测得的电压范围为 0.2 mV~2 mV。AD8220 解决了许多在测量人体表面电压时遇到的典型问题。AD8220 的高 CMRR 有助于抑制以输电线噪声形式或者源自手术室中其它设备的高频 EMI 干扰形式出现的共模

信号。其满电源输出摆幅提供了宽动态范围，从而可提供比其它仪表放大器更高的增益。其 JFET 输入级提供了 5 pF 的大输入电容。当在 AD8220 前面使用串联输入电阻时，形成了减小高频噪声的 RC 滤波器（参看第 V 章的“RF 干扰”一节“降低仪表放大器电路中的 RFI 整流误差”）。此外，AD8220 的 JFET 输入级具有超低输入偏置电流并且没有电流噪声，从而使其可以用于通常具有很大阻抗的 ECG 应用。AD8220 的 MSOP 封装和优化的引脚排列可以实现较小的封装尺寸和更加有效的 PCB 设计，从而为下一代便携式 ECG 铺平了道路。

图 4-46 示出了 ECG 的一个示例性原理图。AD8220 后面连接了一个 0.03 Hz 的高通滤波器，该高通滤波器由 4.7 μ F 的电容器和 1 M Ω 的电阻器构成，它能够去除电极之间出现的 DC 失调。AD8618 提供了额外的 50 倍增益，以使用 0 V~5 V 的 ADC 输入范围。一个有源五阶贝塞尔低通滤波器可以去除频率大于约 160 Hz 的信号。一个 OP2177 缓冲器将在 AD8220 的增益设置电阻器的中点处取得的共模电压反相并且放大。右腿的驱动电路通过将共模信号反相并驱动返回人体，以帮助消除共模信号。OP2177 输出端处的 499 k Ω 的串联电阻器限制驱动流入人体的电流。

表 6-3. 典型传感器特性

传感器类型	输出类型	输出阻抗	推荐的 ADI 公司仪表放大器或差分放大器
热敏电阻器	电阻值随温度变化 (-TC) 4%/°C@+25°C 高非线性输出 单电源	50 Ω~1 MΩ @+25°C	AD620, AD621, AD623, AD627, AD629, AD8221, AD8225
热电偶	低源阻抗 10 μV/°C~100 μV/°C 毫伏 (mV) 级输出 @+25°C 单电源	20 Ω~20 kΩ (10Ω 典型值)	AD620, AD621, AD623, AD627, AD8221, AD8222, AD8230
电阻温度检测器(RTD) (用于电桥电路)	低源阻抗 随温度变化 (+TC) 0.1%/°C~0.66%/°C 单电源或双电源	20 Ω~20 kΩ @ 0°C	AD620, AD621, AD623, AD627, AD8221, AD8225 AD8230, AD8250, AD8251, AD8555, AD8556
液位传感器 热敏式 浮力式	热敏电阻输出 (低) 可变电阻 毫伏级 (mV) ~ 几伏 (V) 输出 单电源	500 Ω~2 kΩ 100 Ω~2 kΩ	AD626, AD628, AD629 AD8225, AD8553
负荷传感器 (应变计电桥) (称重)	可变电阻 2 mV/V 激励 0.1% 满度变化典型值 单电源或双电源	120 Ω~1 kΩ	AD620, AD621, AD8221, AD8222, AD8225, AD8230, AD8555, AD8556
电流检测 (分流器)	低阻值输出 高共模电压	几欧姆 (Ω) (或更小)	AD626, AD628, AD629, AD8202, AD8205
心电图仪 (EKG) (单电源电桥)	低幅度差分电压输出 5 mV 输出典型值 单电源或双电源	500 kΩ	AD620, AD621, AD623, AD627, AD8220, AD8221 AD8222, AD8225, AD8553
光电二极管传感器	电流随光强度增加 1 pA~1 μA 输出电流 单电源	10 ⁹ Ω	AD620, AD621, AD622, AD623, AD627, AD8220, AD8221, AD8222, AD8555
霍尔效应磁场传感器	5 mV/kG~120 mV/kG	1 Ω~1 kΩ	AD620, AD621, AD622 AD623, AD627, AD8221 AD8222, AD8230, AD8250, AD8251

使用三颗仪表放大器为监视病人的状况提供三个独立的输出。合适的 ADI 公司产品包括 AD8221, AD627 和 AD623 仪表放大器以及用作缓冲器的 AD8641, AD8642 (双运放) 和 AD8643 (四运放) 运算放大器。上述每款仪表放大器的后面都接一个去除信号中 DC 分量的高通滤波器。实际应用通常会节省一颗仪表放大器, 而通过软件 (或硬件) 计算来确定第三颗仪表放大器的输出。

该电路必须加适当的安全措施 (例如隔离) 以保护病人免受到可能的伤害。

远程负载检测技术

图 6-47 中的电路是一颗单位增益仪表放大器, 利用它的检测引脚和参考端引脚使电路中寄生电压降引起的所有误差都减至最小。如果期望有大的输出电流并且需要检测的负载与该电路有一段距离, 则由 PCB 印制线或导线电阻引起的电压降会产生测量误差。对于低阻性负载 (例如 50 Ω), 这些电压降是很难处理的。

检测端完成仪表放大器输出级的反馈路径, 它通常直接连接到仪表放大器的输出端。类似地, 参考端设置仪表放大器输出摆幅的参考电压。这种连接把将 IR 压降置于仪表放大器反馈环路内, 从而有效地消除了任何 IR 误差。

该电路可提供高于 3 MHz 的 -3 dB 带宽。应当注意, 双绞线之间的任何净电容都通过 25 k Ω 电阻器与仪表放大器的输出隔离, 但是应最大程度减小双绞线和地之间的净电容以保持稳定性。因此, 建议该电路使用非屏蔽双绞线电缆。对于需要驱动长距离屏蔽电缆的低速应用, 应该用 AMP01 器件代替 AMP03。AMP01 能够驱动高达 1 μ F 的容性负载, 而 AMP03 仅限于驱动几百皮法 (pF) 的容性负载。

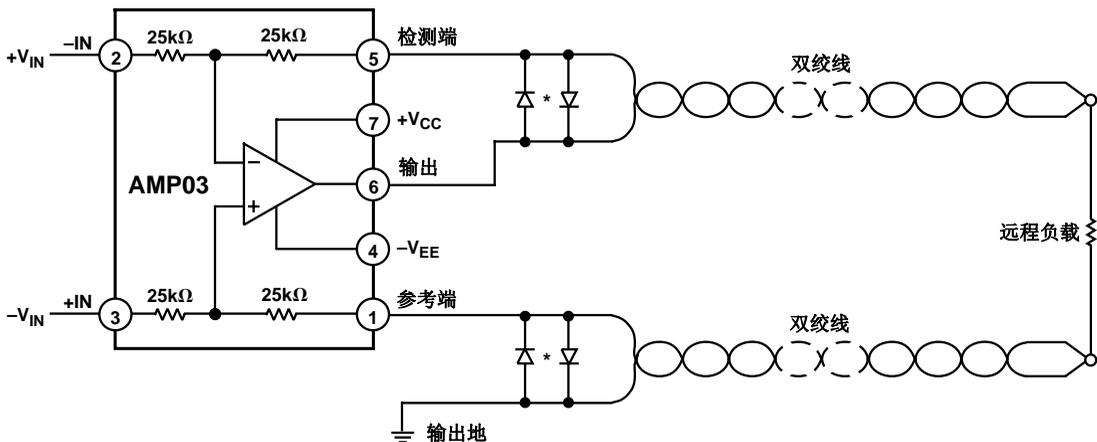
精密电压电流转换器

图 6-48 示出了一个精密电压电流转换器, 使用标准 1% 金属薄膜电阻器的阻值, 可以很容易地按照精确的十倍关系设置其比例系数。AD620 在标准 5 V 电源电压条件下工作, 具有满度精度。应当注意, 尽管 AD620 的静态电流只有 900 μ A, 但添加 AD705 将增加额外的 380 μ A 的功耗电流。

电流传感器接口

图 6-49 示出了一种用于检测小电流的新型电路。它利用了 AD626 的大共模范围。通过电阻器 R_S (电流传感器) 两端的电压检测被测电流。 R_S 的阻值应当小于 1 k Ω 且该阻值应使电阻器两端的平均差分电压的典型值为 100 mV。

为了产生 +4 V 的满度输出, 仪表放大器的增益设置为 40, 考虑到检测电阻的容差, 允许 +20% 的调整。应当注意, 要留有足够的裕量以允许至少 10% 的超量程 (到 +4.4 V)。



*1N4148 二极管是可选的。如果检测端和 (或) 参考端线路与负载断开, 则二极管会限制输出电压漂移。

图 6-47. 远程负载检测连接

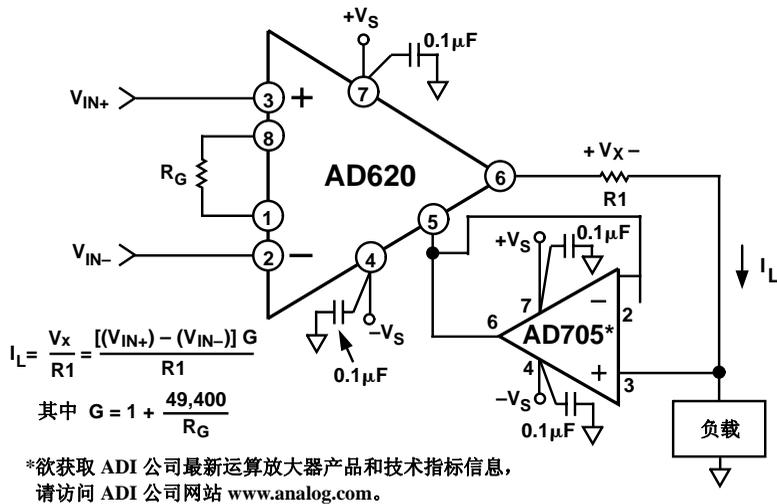


图 6-48. 在 ±5 V 双电源下工作的精密电压电流转换器

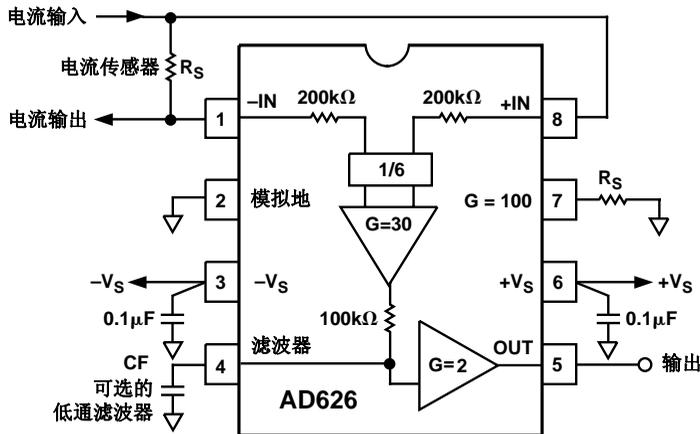
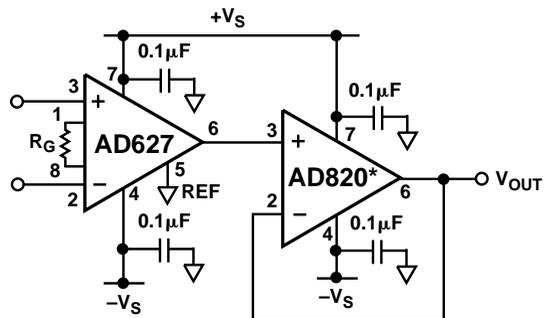


图 6-49. 电流传感器接口

低功耗仪表放大器的输出缓冲

AD627 低功耗仪表放大器适用于驱动 20 kΩ 或更高的负载阻抗，但是可以在低输出电压摆幅内提供高达 20 mA 的电流以驱动更大的负载。如果要求输出电流大于 20 mA，则应使用一颗精密低功耗运算放大器缓冲 AD627 的输出（例如 AD820），如图 6-50 所示。该运算放大器在输出摆幅为 0 V~4 V 时可以驱动 600 Ω 的小负载。AD820 的另一项功能是隔离仪表放大器和负载，从而大大降低了热效应。



*欲获取 ADI 公司最新运算放大器产品和技术指标信息，
请访问 ADI 公司网站 www.analog.com。

图 6-50. 用于低功耗仪表放大器的输出缓冲器

4 mA~20 mA 单电源接收器

图 6-51 示出了 4 mA~20 mA 电流传感器的信号是如何连接到带有嵌入式微控制器的 12 bit ADC ADuC812。4 mA~20 mA 传感器的信号是单端的。首先这需要一只简单的并联电阻器将电流转换成电压，以施加到 ADC 的高阻抗模拟输入端。然而，返回路径（返回到传感器）中的任何线路电阻都会增加与电流相关的失调误差。因此，必须差分地检测该电流。在本示例中，一只 $24.9\ \Omega$ 的并联电阻器在 AD627 的输入端产生了介于 100 mV（对应 4 mA 输入）与 500 mV（对应 20 mA 输入）之间的最大差分输入电压。在不存在增益电阻器的情况下，AD627 将该 500 mV 输入电压放大 5 倍达到 2.5 V，即 ADC 的满度输入电压。4 mA 的零点电流对应于码字 819，1 LSB 对应 0.61 mV。

单电源热电偶放大器

由于 AD627 的共模输入范围扩展至比地电位低 0.1 V，因此可以测量共模分量很小或几乎没有的小差分信号。图 6-52 示出了一种热电偶应用，其中 J 型热电偶的一端接地。在 $-200^{\circ}\text{C}\sim+200^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内，J 型热电偶提供的电压范围为 $-7.890\ \text{mV}\sim+10.777\ \text{mV}$ 。

将 AD627 的增益设置为 100 ($R_G=2.1\ \text{k}\Omega$)，并将 AD627 的 REF 引脚的电压接成 2 V，得到的 AD627 对地的输出电压范围为 1.110 V~3.077 V。

专业音频产品

ADI 公司供应许多专业产品，其中许多产品适用于某些仪表放大器应用的音频市场。表 6-4 列出了其中的若干产品。

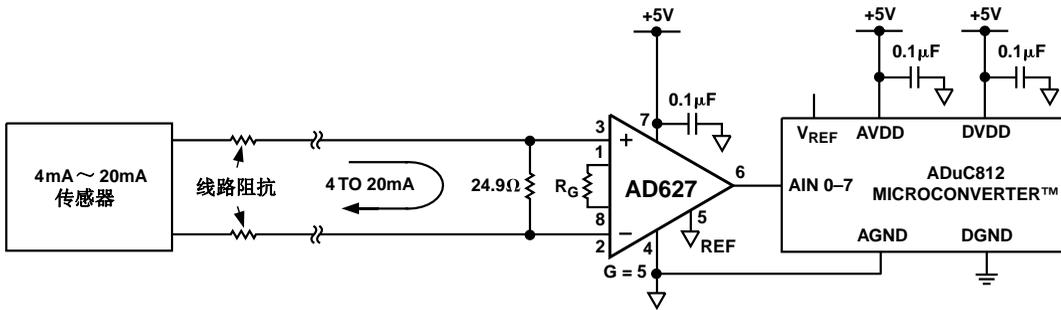


图 6-51. 4 mA~20 mA 接收器电路

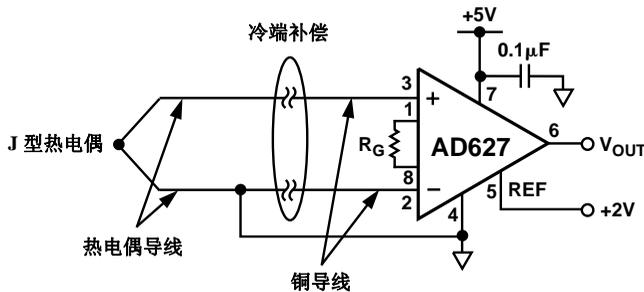


图 6-52. 使用单电源低功耗仪表放大器构成的热电偶放大器

表 6-4. ADI 公司提供的专业音频产品

产品型号	描述	带宽	共模抑制 (DC)	电源电压	特点
SSM2141	差分线路接收器	3 MHz	100 dB	$\pm 18\ \text{V}$	高共模抑制，音频减法器
SSM2143	差分线路接收器	7 MHz ($G=0.5$)	90 dB	$\pm 6\ \text{V}\sim\pm 18\ \text{V}$	低失真，音频减法器
SSM2019	音频前置放大器	2 MHz ($G=1$)	74 dB	$\pm 5\ \text{V}\sim\pm 18\ \text{V}$	低噪声，低失真，音频仪表放大器

仪表放大器与现代 ADC 匹配

计算对 ADC 的分辨率要求

民用模数转换器（ADC）的分辨率按照比特（bit）位数规定。在ADC中，可提供的分辨率等于 $(2^n - 1)$ ，其中n是bit位数。例如，一颗 8 bit ADC 提供的分辨率为 $(2^8 - 1)$ ，等于 255。在这种情况下，该ADC的满度输入范围除以 255 就等于它能分辨的最小信号。例如，一颗 5 V满度输入范围的 8 bit ADC 将具有 19.6 mV的极限分辨率。

在选择使用合适的 ADC 时，我们需要寻找比测量分辨率高的 ADC，但是为了考虑成本不必高得太多。

表 7-1 提供了使用带前置仪表放大器或者不带仪表放大器的 ADC 时的输入分辨率和满度输入范围。应该注意，该系统的分辨率是由 ADC 和仪表放大器（如果使用）一起决定的。还应该注意，对于任何微弱信号测量，不仅需要低噪声的半导体器件，而且还需要特别注意元器件在印制电路板（PCB）上的布局、接地和电源去耦，并且经常使用平衡和屏蔽输入。

对于许多应用，通常使用 8 bit 或者 10 bit 分

率的 ADC 就可以了。对于只使用高分辨率 ADC 还是在低分辨率 ADC 之前再加增益级的决定，取决于元件成本、元件数量和组装便利性。

用于提高系统分辨率的一种非常有效的方法是，先放大信号，以允许充分使用 ADC 的动态范围。然而，在 ADC 前面加入增益级也会增加噪声。因此，在仪表放大器（或其他增益级）的输出端和 ADC 的输入端之间加入低通滤波常常是有用的。而且，在大多数情况下，不应将系统带宽设置为高于准确测量有用信号所需的带宽。指导原则是，将低通滤波器的 -3 dB 转折频率设置为待测信号的最高频率的 10~20 倍。

在 ADC 之前加放大电路还会减小电路的满度输入范围，但是它会降低对 ADC 分辨率的要求，从而降低 ADC 的成本（见图 7-1）。

例如，在 8 bit，5 V ADC 之前使用具有 10 倍增益的仪表放大器，会将电路的系统分辨率从 19.5 mV（5 V/256）提高到 1.95 mV。与此同时，该电路的满度输入范围将降低至 500 mV（5 V/10）。

表 7-1. 典型的系统分辨率与 ADC 分辨率和前置仪表放大器增益关系表

ADC 的位数 (n)	$2^n - 1$	ADC 分辨率 mV/bit ($5V/(2^n - 1)$)	仪表放大器 增益(V/V)	满度输入范围 (V p-p)	系统分辨率 (mV p-p)
10 bit	1023	4.9 mV	1	5	4.9
10 bit	1023	4.9 mV	2	2.5	2.45
10 bit	1023	4.9 mV	5	1	0.98
10 bit	1023	4.9 mV	10	0.5	0.49
12 bit	4095	1.2 mV	1	5	1.2
12 bit	4095	1.2 mV	2	2.5	0.6
12 bit	4095	1.2 mV	5	1	0.24
12 bit	4095	1.2 mV	10	0.5	0.12
14 bit	16,383	0.305 mV	1	5	0.305
14 bit	16,383	0.305 mV	2	2.5	0.153
14 bit	16,383	0.305 mV	5	1	0.061
14 bit	16,383	0.305 mV	10	0.5	0.031
16 bit	65,535	0.076 mV	1	5	0.076
16 bit	65,535	0.076 mV	2	2.5	0.038
16 bit	65,535	0.076 mV	5	1	0.015
16 bit	65,535	0.076 mV	10	0.5	0.008

ADI 公司仪表放大器与现代 ADC 匹配

表 7-2 示出为最新一代的 ADI 公司仪表放大器匹配应用推荐的 ADC 产品。

表 7-2. 推荐与 ADI 公司仪表放大器使用的 ADC 产品列表

ADI 公司的仪表放大器	AD8221AR	ADI 公司的仪表放大器	AD620AR
小信号带宽 (BW):	562 kHz	小信号带宽:	800 kHz
噪声 (e_{NI}):	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	噪声 (e_{NI}):	9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	60 μV (最大值)	失调电压 (V_{OS}):	125 μV (最大值)
仪表放大器增益(G):	10	仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	$\pm 3.9\text{ V}$	最大输出电压摆幅:	$\pm 3.9\text{ V}$
共模抑制 (CMR):	90 dB (DC~60 Hz)	CMR:	73 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	10 ppm (最大值)	非线性误差:	40 ppm (最大值)
电源电压:	$\pm 5\text{ V}$	电源电压:	$\pm 5\text{ V}$
电源电流:	1 mA (最大值)	电源电流:	1.3 mA (最大值)
达 0.01% 建立时间, 对于 5 V 阶跃电压:	5 μs	达 0.01% 建立时间, 对于 5 V 阶跃电压:	7 μs
0.001% 建立时间, 对于 5 V 阶跃电压:	6 μs	推荐的第 1 款 ADC AD7610, AD7663	
推荐的第 1 款 ADC AD7685, AD7687		分辨率:	16 bit
分辨率:	16 bit	输入电压范围:	多种电压输入, 例如 $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, ...
输入电压范围:	0 V~5 V	采样速率:	高达 250 kSPS
采样速率:	高达 250 kSPS	电源:	5 V
电源:	3V 或 5 V	功耗:	2.7 mA@100 kSPS
功耗:	1.7 mW@2.5 V 和 6 mW 典型值@5 V	注释:	允许更多和更高的输入电压范围
注释:	封装相同, AD8221 输出直接通过简单的 阻容驱动 AD7685。 驱动 REF 引脚以适 合 ADC 的范围。	推荐的第 2 款 ADC AD7895	
推荐的第 2 款 ADC AD7453/AD7457		分辨率:	12 bit
分辨率:	12 bit	输入电压范围:	多种电压输入, 例如 $\pm 10\text{ V}$, $\pm 2.5\text{ V}$, 0 V~2.5 V
输入电压范围:	0 V~ V_{DD}	采样速率:	200 kSPS
采样速率:	555 kSPS/100 kSPS	电源:	5 V
电源:	3 V 或者 5 V	功耗:	2.2 mA@100 kSPS
功耗:	0.3 mA@100 kSPS	注释:	带单电源供电允许双 极性或者单极性输入
注释:	SOT-23 封装, 单通 道, 伪差分输入		

表 7-2. 推荐与 ADI 公司仪表放大器使用的 ADC 产品列表 (续)

ADI 公司的仪表放大器	AD8225 固定增益为 5
小信号带宽:	900 kHz
噪声 (e_{NI}):	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	125 μV (最大值)
仪表放大器的增益:	5
最大输出电压摆幅:	$\pm 4\text{ V}$
CMR:	90 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	10 ppm (最大值)
电源电压:	$\pm 5\text{ V}$
电源电流:	1.2 mA (最大值)
达 0.01% 建立时间, 对于 5 V 阶跃电压:	3.2 μs
达 0.001% 建立时间, 对于 5 V 阶跃电压:	4 μs

推荐的第 1 款 ADC	AD7661
分辨率:	16 bit
输入电压范围:	0 V~2.5 V
采样速率:	高达 100 kSPS
电源:	5 V
功耗:	8 mA@100 kSPS, 包括参考电压
注释:	提供一个参考电压

推荐的第 2 款 ADC	AD7940
分辨率:	14 bit
输入电压范围:	0 V~ V_{DD}
采样速率:	100 kSPS
电源:	3 V 或者 5 V
功耗:	0.83 mA@100 kSPS
注释:	SOT-23 封装, 单通道

ADI 公司的仪表放大器	AD623AR
小信号带宽:	100 kHz
噪声 (e_{NI}):	35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压:	200 μV (最大值)
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	$\pm 4.5\text{ V}$
CMR:	90 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	50 ppm (典型值)
分辨率:	0.02% (12 bit)
电源电压:	$\pm 5\text{ V}$
电源电流:	0.55 mA (最大值)
达 0.01% 建立时间, 对于 5 V 阶跃电压:	20 μs

推荐的第 1 款 ADC	AD7688
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0 V~ V_{REF} V 或者 0 V~ $2 \times V_{REF}$ V
采样速率:	两个 ADC 都是 1 MSPS
电源:	2.7 V~5.25 V 单电源
功耗:	24 mW (最大值), 在 1 MSPS 和 5 V 电源条件下; 11.4 mW (最大值), 在 1 MSPS 和 3 V 电源条件下。
注释:	双 ADC, 带一个串口 2 通道同步采样 ADC

推荐的第 2 款 ADC	AD7862/AD7684
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0 V~2.5 V, 0 V~5 V, $\pm 2.5\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 10\text{ V}$
采样速率:	600 kSPS 对于一个通道
电源:	5 V 单电源
功耗:	90 mW 典型值
注释:	带一个并口 4 通道同步采样 ADC

推荐的第 3 款 ADC	AD7863/AD7865
分辨率:	14 bit
输入电压范围:	0 V~+2.5 V, 0 V~+5 V, $\pm 2.5\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 10\text{ V}$
采样速率:	分别是 175 kSPS (对于双通道) 和 360 kSPS (对于 4 通道中的每一个通道)
电源:	5 V 单电源
功耗:	分别是 70 mW (典型值) 和 115 mW (典型值)
注释:	带一个并口分别是 2 通道和 4 通道同步采样 ADC

推荐的第 4 款 ADC	AD7890/AD891/AD7892
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0 V~+2.5 V, 0 V~ +4.096 V, 0 V~+5 V $\pm 2.5\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 10\text{ V}$
采样速率:	分别是 117/500/600 kSPS
电源:	5 V 单电源
功耗:	分别是 30/85/60 mW (典型值)
注释:	分别是 8 通道、8 通道和 1 通道

表 7-2. 推荐与 ADI 公司仪表放大器使用的 ADC 产品列表 (续)

ADI 公司的仪表放大器	AD627AR
小信号带宽:	30 kHz
噪声:	38 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	200 μV (最大值)
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	$\pm 4.9 \text{ V}$
CMR:	77 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	100 ppm (最大值)
电源电压:	$\pm 5 \text{ V}$
电源电流:	85 μA (最大值)
达 0.01% 建立时间 对于 5 V 阶跃电压:	135 μs
推荐的第 1 款 ADC AD7923/AD7927	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0 V ~ V_{REF} 或者 0 V ~ $2 \times V_{REF}$
采样速率:	200 kSPS
电源:	2.7 V ~ 5.25 V 单电源
功耗:	3.6 mW (最大值), 在 200 kSPS 和 3 V 电源条件 下
注释:	分别是 8 通道和 4 通道 ADC, 带串口和通道 时序控制
推荐的第 2 款 ADC AD7920	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0 V ~ V_{DD}
采样速率:	250 kSPS
电源:	2.35 V ~ 5.25 V
功耗:	3 mW (典型值), 在 250 kSPS 和 3 V 电源条件 下
注释:	6 引脚 SC-70 封装、单 通道、串行 ADC

ADI 公司的仪表放大器	AD8220AR
JFET 仪有放大器	
小信号带宽:	1000 kHz
噪声 (e_{NI}):	15 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	1 mV (最大值)
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	$\pm 4.8 \text{ V}$
CMR:	110 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	10 ppm (最大值)
电源电压:	$\pm 5 \text{ V}$
电源电流:	1 mA (最大值)
达 0.01% 建立时间 对于 5 V 阶跃电压:	5 ms
推荐的第 1 款 ADC AD7610/AD7663	
分辨率:	16 bit
输入电压范围:	$\pm 2.5 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$, $\pm 10 \text{ V}$
采样速率:	两个 ADC 都是 250 kSPS
电源:	$\pm 5 \text{ V}$ ~ $\pm 15 \text{ V}$ 或 5 V
推荐的第 2 款 ADC AD7321/AD7323/AD7327	
分辨率:	13 bit
输入电压范围:	$\pm 2.5 \text{ V}$, $\pm 5 \text{ V}$, $\pm 10 \text{ V}$
采样速率:	500 kSPS
电源:	$\pm 5 \text{ V}$ ~ $\pm 15 \text{ V}$ 或 5 V
功耗:	17 mW (最大值), 在 0.5 MSPS 和 $\pm 15 \text{ V}$ 或 5 V 电源条件下
推荐的第 3 款 ADC AD7898-3	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	$\pm 2.5 \text{ V}$
采样速率:	220 kSPS
电源:	5 V
功耗:	22.5 mW (最大值), 在 220 kSPS 和 5 V 电源 条件下

表 7-2. 推荐与 ADI 公司仪表放大器使用的 ADC 产品列表 (续)

ADI 公司的仪表放大器 AD8230AR	
零漂移仪表放大器	
小信号带宽:	2 kHz
噪声 (e_{NI}):	240 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	10 nV (最大值)
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	± 4.7 V
CMR:	120 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	20 ppm (最大值)
电源电压:	± 5 V
电源电流:	3.5 mA (最大值)
推荐的第 1 款 ADC	
AD7942	
分辨率:	14 bit
输入电压范围:	5 V
采样速率:	250 kSPS
电源:	2.7 V~5.25 V
功耗:	1.25 mW (最大值), 在 2.5 V 电源条件下
推荐的第 2 款 ADC	
AD7321	
分辨率:	13 bit
输入电压范围:	± 2.5 V
采样速率:	500 kSPS
电源:	± 5 V~ ± 15 V
功耗:	17 mW(最大值), 在 500 kSPS 和 ± 15 V 或 5 V 电源条件下

注: 指试用版指标。请参见www.analog.com。

ADI 公司的仪表放大器 AD8250/AD8251	
高速可设置增益仪表放大器	
小信号带宽:	10 MHz
噪声 (e_{NI}):	13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	10 mV
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	$V_{CC}-1.2$ V~ $V_{CC}+1.2$ V
CMR:	100 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	40 ppm (最大值)
电源电压:	± 5 V~ ± 12 V
电源电流:	3 mA (典型值)
达 0.01% 建立时间 对于 5 V 阶跃电压:	0.5 μ s
推荐的第 1 款 ADC	
AD7685/AD7687	
分辨率:	16 bit
输入电压范围:	5 V
采样速率:	250 kSPS
电源:	2.5 V ~5 V 单电源
功耗:	4 mW, 在 0.1 kSPS 和 2.5 V 电源条件下
推荐的第 2 款 ADC	
AD7327/AD7323/AD7321	
分辨率:	13 bit 和 12 bit
输入电压范围:	± 2.5 V
采样速率:	0.5 MSPS
电源:	± 5 V ~ ± 15 V 双电 源, 5 V 单电源
功耗:	17 mW(最大值), 在 500 kSPS 和 ± 15 V 或 5 V 电源条件下

表 7-2. 推荐与 ADI 公司仪表放大器使用的 ADC 产品列表 (续)

ADI 公司的仪表放大器	AD8230RM
零漂移仪表放大器	
小信号带宽:	1 kHz
噪声 (e_{NI}):	150 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	50 mV (最大值)
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	0.075 V~4.925 V
CMR:	120 dB (DC~60 Hz)
非线性误差:	60 ppm (最大值)
电源电压:	5 V 单电源
电源电流:	1.3 mA (最大值)
推荐的第 1 款 ADC	
AD7476	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0~ V_{DD}
采样速率:	1 MSPS
电源:	2.35 V~5.25 单电源
功耗:	3.6 mW, 在 1 MSPS 和 3 V 电源条件下; 15 mV, 在 1 MSPS 和 5 V 电源条件下
推荐的第 2 款 ADC	
AD7466	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0~ V_{DD}
采样速率:	100 kSPS
电源:	1.6 V~3.6 V
功耗:	0.62 mW, 在 100 kSPS 和 3 V 电源条件下; 0.12 mV, 在 100 kSPS 和 16 V 电源条件下

ADI 公司的仪表放大器	AD8555AR/
零漂移仪表放大器	AD8556ARZ
小信号带宽:	150 kHz
噪声 (e_{NI}):	32 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
失调电压 (V_{OS}):	10 mV
仪表放大器的增益:	10
最大输出电压摆幅:	30 mV~4.94 V
CMR:	100 dB (G=70, DC~200 Hz)
非线性误差:	1000 ppm (典型值)
电源电压:	5 V 单电源
电源电流:	2.5 mA (最大值)
达 0.01% 建立时间 对于 5 V 阶跃电压:	8 ms
推荐的第 1 款 ADC	
AD7685	
分辨率:	16 bit
输入电压范围:	5 V
采样速率:	250 kSPS
电源:	2.5 V ~5 V 单电源
功耗:	4 mW, 在 100 kSPS 和 2.5 V 电源条件下
推荐的第 2 款 ADC	
AD7476	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0~ V_{DD}
采样速率:	1 MSPS
电源:	2.35 V ~5.25 V
功耗:	3.6 mW (最大值), 在 1 MSPS 和 3 V 电源条件下; 15 mW (最大值), 在 1 MSPS 和 5 V 电源条件下
推荐的第 2 款 ADC	
AD7476	
分辨率:	12 bit
输入电压范围:	0~ V_{DD}
采样速率:	1 MSPS
电源:	2.7 V ~5.25 V
功耗:	3.6 mW (最大值), 在 1 MSPS 和 3 V 电源条件下; 12.5 mW (最大值), 在 1 MSPS 和 5 V 电源条件下

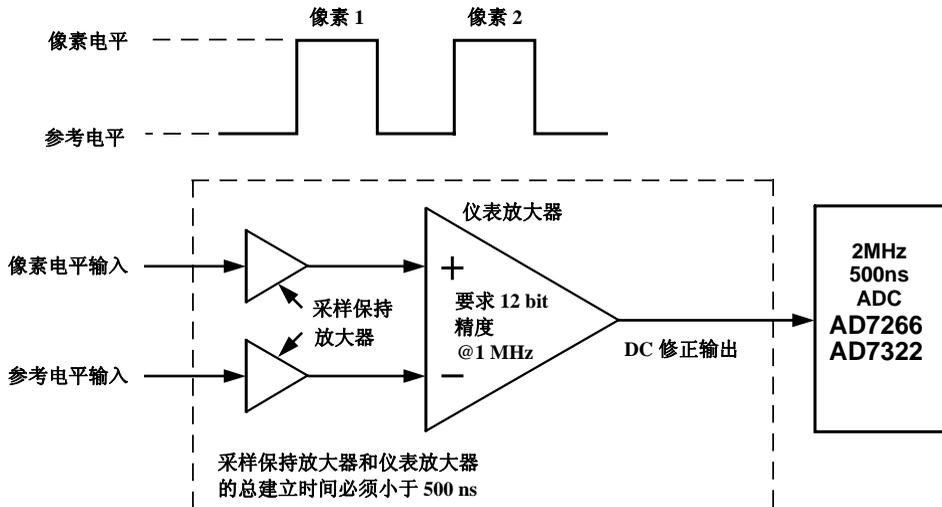


图7-1. 仪表放大器为ADC提供缓冲和DC修正

高速数据采集

随着现代数据采集系统速度和精度的增加，对宽带宽仪表放大器的需求不断增长——特别是在要求失调修正和输入缓冲的 CCD 成像设备领域。这里，经常使用双相关采样技术对 CCD 成像器的失调修正。如图 7-1 所示，两个采样保持放大器监测像素电平和参考电平，并且通过将这两个信号送到仪表放大器以提供直流修正输出信号。

图 7-2 示出了一个带多路复用器的高速仪表放大器如何代替几个不带多路复用器的低速缓冲器。该系统的优点是可以降低共模噪声，并且从而能使该仪表放大器增加动态范围。

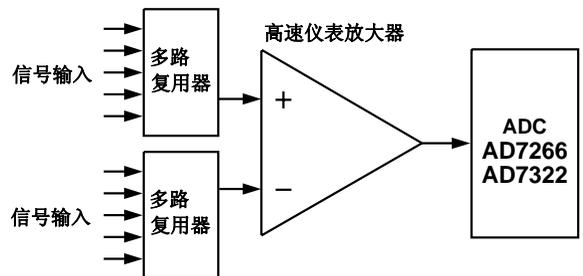


图7-2. 一个高速仪表放大器和多路复用器替换几个低速缓冲器

以前可提供的仪表放大器的带宽通常都很窄，并且它们不能驱动 $50\ \Omega$ 负载，所以它们局限于通常低于 $1\ \text{MHz}$ 的低频应用。虽然目前已经能够提供一些带宽较宽的放大器，但是这些放大器由内部电阻器固定了增益。对于这些放大器，不能接入其反相端和同相端。使用现代运算放大器和互补双极型 (CB) 制造工艺可以制造出具有宽宽带和优良 DC 技术指标的视频带宽仪表放大器。通过微调技术或者采用低成本电阻器阵列可以提高其共模抑制。

对缓冲 ADC 的仪表放大器需要的带宽和建立时间以及其前面的采样保持功能的要求是非常严格的。输入缓冲器必须足够快地传送信号以便在 ADC 进行下一个采样之前使信号完全稳定。为了使 ADC 无混叠地处理输入信号 (FS/2)，需要在每个周期中进行至少两次采样——这被称作奈奎斯特准则。因此，2 MHz 的 ADC (例如 AD7266 或 AD7322) 要求输入缓冲器或者之前的采样保持电路在 1 MHz 带宽内提供 12 bit 的精度。建立时间同样很重要：ADC 的采样时间是采样频率的倒数——对于 2 MHz 的 ADC，采样时间为 500 ns。这意味着对于低于 1 μ s 的总吞吐量，这些相同的输入缓冲器或者采样保持电路必须具有低于 500 ns 的总建立时间。

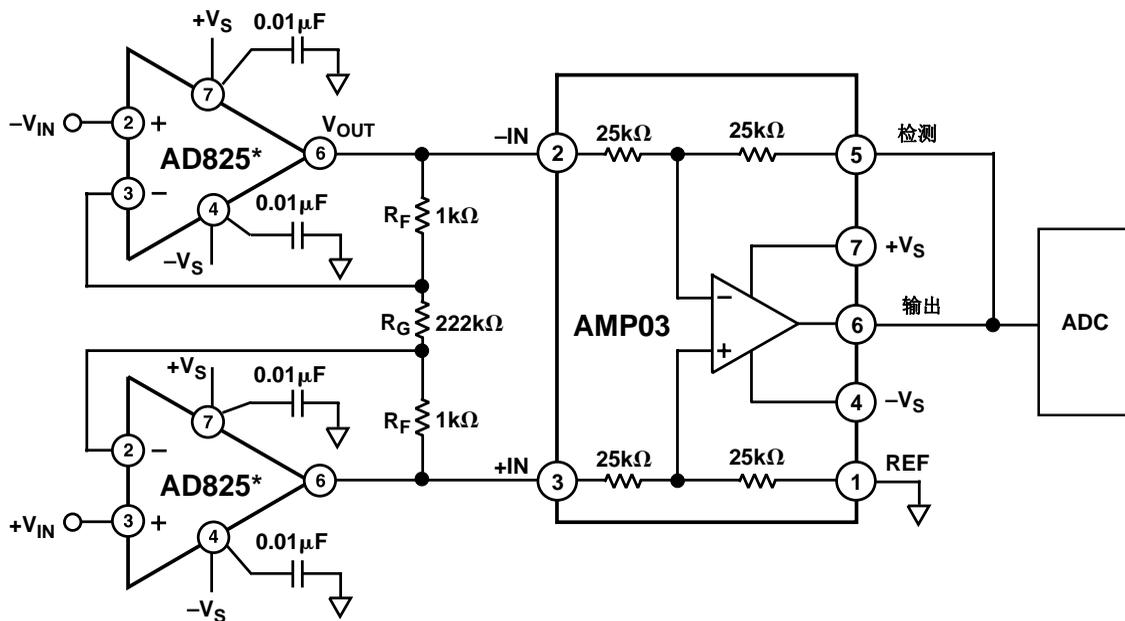
高速率。电路增益通过电阻器 R_G 设置，增益等于 $1+2R_F/R_G$ 。电阻器 R_F 应该保持在 1 k Ω 左右以确保最大带宽。增益为 10 时 (R_G 是 222 Ω 的电阻器)，该电路的 -3dB 带宽约为 3.4 MHz。AC 共模抑制比 (CMRR) (10 倍增益，1 V p-p 共模信号施加到输入端) 在 1 Hz~200 kHz 的频率范围中为 60 dB，在 2 MHz 频率下为 43 dB。在 4 MHz~7 MHz 的频率范围内其 CMR 高于 46 dB。该放大器的射频干扰 (RFI) 抑制特性也非常优良——在 1 Hz~15 MHz 范围内，其 DC 失调电压的变化与共模频率关系优于 80 dB。该电路的静态电源电流是 15 mA。

对于需要低输入电流器件的低速应用，可以用 AD823 FET 输入运算放大器替代 AD825。

AD823 可用来驱动现代的高速 ADC (例如 AD871 或者 AD9240)，并且能够提供非常高速的数据采集功能。AD830 也可用于许多高速应用。

用于数据采集的高速仪表放大器电路

图 7-3 示出了使用两颗 AD825 运算放大器和一颗 AMP03 差分放大器 (减法器) 构成的分立仪表放大器电路。该设计能以适中的增益提供高性能和



*欲获取 ADI 公司最新运算放大器产品和技术指标的信息，请访问 ADI 公司网站 www.analog.com

图 7-3. 高性能、高速仪表放大器电路

仪表放大器技术指标

为了成功地使用任何电子元器件，需要充分了解它的技术指标。也就是说，如果用户对每项技术指标的含义没有一个清晰的概念，那么技术指标表中给出的数据便没有多大意义。

在这里，我们会考察一份典型的单片仪表放大器的技术指标表。对于一些比较重要的技术指标，

我们会讨论如何测量这些指标，以及它们对电路整体性能产生的误差。

表A-1示出ADI公司AD8221仪表放大器技术资料的一部分。

表 A-1. AD8221技术指标¹

参数	条件	AR 等级		BR 等级		ARM 等级		单位	
		最小值	典型值	最小值	典型值	最大值	最小值		典型值
B 共模抑制 (CMR) CMR @ DC~60 Hz 1 kΩ 输入源不平衡 G = 1 G = 10 G = 100 G = 1,000	$V_{CM} = -10V \sim +10V$	80		90		80		dB	
		100		110		100		dB	
		120		130		120		dB	
		130		140		130		dB	
C CMR @ 10 kHz G = 1 G = 10 G = 100 G = 1,000	$V_{CM} = -10V \sim +10V$	80		80		80		dB	
		90		100		90		dB	
		100		110		100		dB	
		100		110		100		dB	
噪声 电压噪声, 1 kHz 输入电压噪声, e_{NI} 输出电压噪声, e_{NO} RTI G = 1 G = 10 G = 100 ~ 1,000 电流噪声	$RTI \text{ 噪声} = \sqrt{e_{NI}^2 + (e_{NO}/G)^2}$ $V_{IN} \leftrightarrow V_{IN-}, V_{REF} = 0$ $f = 0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$		8		8		8	nV/\sqrt{Hz}	
			75		75		75	nV/\sqrt{Hz}	
	$f = 1 \text{ kHz}$ $f = 0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$	2		2		2		$\mu V \text{ p-p}$	
		0.5		0.5		0.5		$\mu V \text{ p-p}$	
	$f = 1 \text{ kHz}$ $f = 0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$	0.25		0.25		0.25		$\mu V \text{ p-p}$	
		40		40		40		fA/\sqrt{Hz}	
	$f = 0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$	6		6		6		$pA \text{ p-p}$	
	D 失调电压 ² 输入失调电压, V_{OSI} 温度范围 平均温度系数 (TC) 输出失调电压, V_{OSO} 温度范围 平均 TC RTI 失调电压与 电源抑制 (PSR) 的关系 G = 1 G = 10 G = 100 G = 1,000	$V_S = \pm 5V \sim \pm 15V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$		60		25		70	μV
					86		45		135
$V_S = \pm 5V \sim \pm 15V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$			0.4		0.3		0.9	$\mu V/^\circ C$	
			300		200		600	μV	
$V_S = \pm 2.3V \sim \pm 18V$			0.66		0.45		1.00	mV	
			6		5		9	$\mu V/^\circ C$	
G = 1			90	110	94	110	90	100	dB
			110	120	114	130	100	120	dB
			124	130	130	140	120	140	dB
			130	140	140	150	120	140	dB
E 输入电流 输入偏置电流 温度范围 平均 TC 输入失调电流 温度范围 平均 TC	$T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$	0.5	1.5	0.2	0.4	0.5	2	nA	
			2.0		1		3	nA	
	$T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$	1		1		3		$pA/^\circ C$	
		0.2	0.6	0.1	0.4	0.3	1	nA	
	$T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$		0.8		0.6		1.5	nA	
		1		1		3		$pA/^\circ C$	

参数	条件	AR 等级			BR 等级			ARM 等级			单位
		最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
参考输入 输入电阻 (R_{IN}) 输入电流 (I_{IN}) 输入电压范围 对输出端的增益	$V_{IN+}, V_{IN-}, V_{REF} = 0$		20 50 1 ± 0.0001	60 $+V_S$		20 50 1 ± 0.0001	60 $+V_S$		20 50 1 ± 0.0001	$+V_S$	k Ω μ A V V/V
电源	$V_S = \pm 2.3V \sim \pm 18V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$	± 2.3		± 18	± 2.3		± 18	± 2.3		± 18	V mA mA
动态响应											
-3 dB带宽小信号 $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1,000$	10V 阶跃电压		825 562 100 14.7			825 562 100 14.7			825 562 100 14.7		kHz kHz kHz kHz
达0.01%建立时间 $G = 1 \sim 100$ $G = 1,000$	10V 阶跃电压		10 80			10 80			10 80		μ s μ s
达0.001%建立时间 $G = 1 \sim 100$ $G = 1,000$	10V 阶跃电压		13 110			13 110			13 110		μ s μ s
转换速率 $G = 1$ $G = 5 \sim 100$		1.5 2	1.7 2.5		1.5 2	1.7 2.5		1.5 2	1.7 2.5		V/ μ s V/ μ s
增益 (G)	$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_G)$	1		1,000	1		1,000	1		1,000	V/V
增益范围											
增益误差 $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1,000$	$V_{OUT} \pm 10V$			0.03 0.3 0.3 0.3		0.02 0.15 0.15 0.15			0.1 0.3 0.3 0.3		% % % %
增益非线性误差 $G = 1 \sim 10$ $G = 100$ $G = 1,000$ $G = 1 \sim 100$	$V_{OUT} = -10V \sim +10V$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 2 \text{ k}\Omega$		3 5 10 10	10 15 40 95		3 5 10 10	10 15 40 95		5 7 10 15	15 20 50 100	ppm ppm ppm ppm
增益与温度的关系 $G = 1$ $G > 1^3$			3	10 -50		2	5 -50		3	10 -50	ppm/ $^\circ C$ ppm/ $^\circ C$
输入											
输入阻抗 差分 共模			100 2 100 2			100 2 100 2			100 2 100 2		G Ω pF G Ω pF
输入电压范围 ⁴ 温度范围 输入电压范围 温度范围	$V_S = \pm 2.3V \sim \pm 5V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$ $V_S = \pm 5V \sim \pm 18V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$	$-V_S + 1.9$ $-V_S + 2.0$ $-V_S + 1.9$ $-V_S + 2.0$		$+V_S - 1.1$ $+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$ $-V_S + 2.0$ $-V_S + 1.9$ $-V_S + 2.0$	$+V_S - 1.1$ $+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$ $-V_S + 2.0$ $-V_S + 1.9$ $-V_S + 2.0$	$+V_S - 1.1$ $+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.2$	V V V V		
输出											
输出摆幅 温度范围	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 2.3V \sim \pm 5V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$	$-V_S + 1.1$ $-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.1$ $-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.1$ $-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.2$ $+V_S - 1.3$	V V		
输出摆幅 温度范围	$V_S = \pm 5V \sim \pm 18V$ $T = -40^\circ C \sim +85^\circ C$	$-V_S + 1.2$ $-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.4$ $+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.2$ $-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.4$ $+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.2$ $-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.4$ $+V_S - 1.5$	V V		
短路电流			18			18			18		mA
温度范围 达到规定性能 工作 ⁴			-40 -40	+85 +125		-40 -40	+85 +125		-40 -40	+85 +125	$^\circ C$ $^\circ C$

注:

¹ $V_S = \pm 15V$, $V_{REF} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$, $G = 1$ 和 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, 除非另外说明

² 折合到输入端的总 $V_{OS} = (V_{OS1}) + (V_{OS0}/G)$

³ 不包括外部电阻器 R_G 的影响

⁴ 一端输入端接地, $G = 1$ 。

(A) 技术指标 (测试条件)

在技术资料的上面有这样的说明：除非另作说明，否则列出的全部技术指标是在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_S = \pm 15\text{ V}$ ，和 $R_L = 10\text{ k}\Omega$ 典型条件下的数据。此说明告诉用户这些条件是测试器件的正常工作条件。偏离这些条件可能降低（或提高）性能。偏离正常条件的情形很可能发生（例如温度变化），其所造成的明显影响在技术指标中已给出。技术资料表格最上面的一行还告诉我们，如果没有另外说明，所有数据均指典型值。“典型值”是指制造商在器件生产过程中测得的平均值，但是对个别器件“典型值”可能会有所变化。

当使用具有真正满电源摆幅（R-R）的仪表放大器时，有几个关键的技术指标需要认真考虑。仪表放大器的输入电压范围应该能够接受接近电源电压或接近地电位的输入信号幅度；它们的输出电压应该在低于电源电压或高于地电位0.1V的范围内摆动。相反，典型双电源仪表放大器的输出电压只能在低于电源电压或高于地电位2 V（或大于2 V）的范围内摆动。在5 V单电源数据采集系统中，扩大输出摆幅是很重要的，因为这样可以充分利用ADC的输入范围，从而提高分辨率。

(B) CMR

共模抑制（CMR）是指当在放大器的两个输入端施加相等的电压时对输出电压变化的一种度量。CMR通常用来说明输入特性，它与仪表放大器的增益有关。当增益增加时，对于相同的共模输入电压，会产生更高的输出电压。这项技术指标通常是对满度输入电压变化或者指定的不平衡源阻抗（以 Ω 为单位）的条件下规定的。

共模抑制比（CMRR）是一个比值表达式，而CMR是这个比值的对数形式。这两项技术指标通常都折合到输出端（RTO）。

即

$$CMRR = \frac{\text{输出电压变化}}{\text{共模输入电压变化}}$$

$$CMR = 20 \text{ Log}_{10} (\text{CMRR})$$

例如，CMR为10000对应于CMR为80 dB。对于大多数仪表放大器，由于多数设计具有能够抑制共模信号同时放大差分（即信号）电压的前端设计，因此CMR会随着增益的增加而增加。

CMR通常是在给定频率和指定不平衡源阻抗条件下（例如，60 HZ 频率，1 k Ω 不平衡源阻抗）对满度范围共模电压（CMV）的变化规定的。

(C) AC CMR

正如我们所预期的那样，仪表放大器的CMR是随频率变化。通常，CMR是在直流(DC)或非常低的输入频率条件下规定的。当增益增加时，仪表放大器的带宽会减小，从而降低增益，并且在其输入级产生附加相移。

由于差分输入级的任何相移不平衡都将表现为共模误差，因此交流（AC）CMR通常将随频率升高而降低。图A-1示出AD8221的CMR与频率的关系。

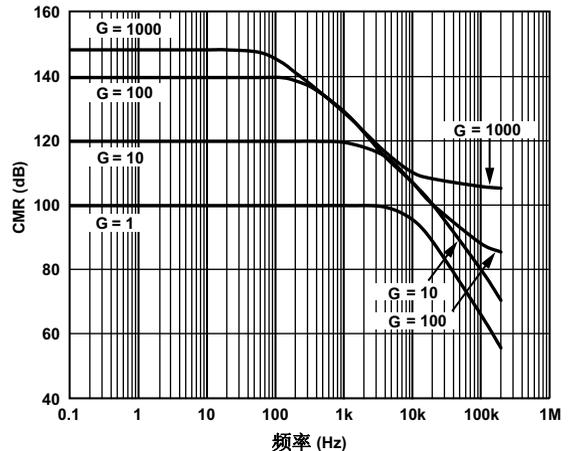


图 A-1. AD8221 的CMR 与频率的关系

(D) 失调电压

失调电压指标通常被视为仪表放大器的品质因数。虽然通过使用硬件或软件的方法可以将任何初始失调电压调整到零，但由于温度变化引起的失调电压的漂移却很难修正。采用微处理器的智能系统使用温度基准和校准数据对此进行修正，但是许多小信号高增益应用没有这种修正能力。

失调电压和失调电压漂移包括四种不同误差定义：室温（+25°C），输入和输出，失调和折合到输入端和输出端的失调电压对温度的漂移。

仪表放大器可看作两级放大器，它有一个输入级和一个输出级。每一级都有它自身的误差源。当仪表放大器工作在低增益时，由于输出级误差是乘以固定的增益（通常为2），所以在低增益下输出级通常是主要的误差源。当仪表放大器工作在较高增益时，其输入级的增益增大。随着增益增大，其输入级产生的误差增加，而输出级产生的误差减小。因此，在高增益时，输入级误差起主要作用。

输入误差只由输入级产生；输出误差由输出级产生。我们通常将与输入端相关的误差分类和组合在一起，称作折合到输入端（RTI）误差，而将所有与输出端相关的误差则称之为折合到输出端（RTO）误差。虽然RTI和RTO这两种总误差值通常并不相等，但由于它们以不同方法定义总误差，因此其中任一种误差值都是正确的，认识到这一点很重要。

对于给定的增益，仪表放大器的输入误差和输出误差可使用以下公式计算：

$$\begin{aligned} \text{RTI总误差} &= \text{输入误差} + \text{输出误差}/\text{增益} \\ \text{RTO总误差} &= \text{增益} \times \text{输入误差} + \text{输出误差} \end{aligned}$$

有时技术资料会列出针对给定增益的RTI或RTO误差项。在其它情况下，则需要用户根据所需增益计算误差。

例如仪表放大器AD620A，可以使用AD620A的技术资料中列出的各个误差计算其增益为10时的总失调电压误差。所列出的AD620的输入失调电压（ V_{OSI} ）的典型值为30 μV ，输出失调电压（ V_{OSO} ）为400 μV ，所以RTI总失调电压等于：

$$\begin{aligned} \text{RTI总误差} &= V_{OSI} + (V_{OSO}/G) = 30 \mu\text{V} + (400 \mu\text{V}/10) \\ &= 30 \mu\text{V} + 40 \mu\text{V} = 70 \mu\text{V}。 \end{aligned}$$

RTO总失调电压等于：

$$\begin{aligned} \text{RTO总误差} &= G \times V_{OSI} + V_{OSO} = 10 \times 30 \mu\text{V} + 400 \mu\text{V} \\ &= 700 \mu\text{V}。 \end{aligned}$$

请注意RTO误差值是RTI误差值的10倍。从逻辑上讲，由于增益为10时，该仪表放大器的输出误差应当是其输入误差的10倍，因此这是合理的。

(E) 输入偏置电流和失调电流

输入偏置电流（ I_B ）是指流入或流出仪表放大器输入端的电流。使用场效应（FET）管作为输入级的仪表放大器比双极型输入级仪表放大器具有更小的室温偏置电流，但温度每增加11°C，FET输入偏置电流大约增加1倍。输入偏置电流被认为是失调电压的误差源（即，流过源阻抗的输入电流产生失调电压）。偏置电流的任何变化值通常比偏置电流的幅度更加重要。

输入失调电流是两个输入偏置电流之差。当两个输入端的源阻抗不相等时，会导致仪表放大器的失调误差。

尽管仪表放大器具有差分输入端，但是必须要有一个回流路径，使其偏置电流流到公共端（地）。如果没有提供回流路径，则输入级的基极（或者栅极）会处于浮地（未接地）状态，从而使仪表放大器的输出电压迅速地漂移到地电位或电源电压。

因此，当放大浮地输入信号源时，例如变压器（中心抽头未接地）、未接地的热电偶或任何AC耦合输入源，必须有一个DC通路使其每个输入端接地。通常，只需在各输入端与地之间接1 M Ω ~10 M Ω 的高阻值电阻器以满足这一条件。

(F) 工作电压范围

单电源仪表放大器应该具有相同的总工作电压范围，无论它使用单电源供电还是双电源供电。也就是说，单电源仪表放大器，如果规定它在 $\pm 1 \text{ V} \sim \pm 18 \text{ V}$ 双电源电压范围内工作，那么它应该也能在2 V~36 V单电源电压范围内工作，但实际情况并不总是这样。实际上，有些仪表放大器，例如AD623，在单电源模式下比双电源模式下的等效电压幅度甚至更低。因此，还须查看技术资料。

(G) 静态电源电流

静态电源电流指仪表放大器在规定的工作电压范围内消耗的静态的或无信号电源电流。

随着电池供电应用数量的增长，器件功耗问题成为一项至关重要的设计因素。像AD627这样的产品仅消耗60 μA 非常低的静态电源电流，在5 V电源供电下仅需0.3 mW功耗。将该功耗值与双电源供电的同类老产品（例如AD526）相比，AD526在 $\pm 15 \text{ V}$ 电源电压（总电压为30 V）下的静态电流为14 mA，功耗高达420 mW，是AD627功耗的1400倍。这意味着电池的寿命会锐减。

采用上面介绍的产品，例如AD627，能够实现非常优良的总体性能，同时仅消耗微安（ μA ）级的电源电流。当然，通常某些折衷是必要的，与大功耗器件相比，微功耗仪表放大器具有更窄的带宽和更高的噪声。在单电源供电下提供R-R性能是任何微功耗仪表放大器的重要特点。

(H) 建立时间

建立时间是指输出电压达到并保持在其终值某一允许偏差范围内所需要的时间。通常在快速满度输入阶跃条件下规定建立时间，并且包括输出转换时间。由于影响总建立时间的因素不止一个，因此达到0.1%的建立时间并不意味着与达到0.01%建立时间成比例。此外，建立时间与增益无关。一些影响长建立时间的因素包括转换速率的限制、欠阻尼（振荡）和温度梯度（长尾）。

(I) 增益

增益（G）这项技术指标与器件的传递函数有关。产品的增益公式通常列在技术资料的开始处。

AD8221的增益公式为：

$$\text{增益} = \frac{49400\Omega}{R_G} + 1$$

针对给定增益选择 R_G 的阻值，求解 R_G 的公式如下：

$$R_G = \frac{49400\Omega}{G - 1}$$

下面给出了一些常用增益计算出的电阻值。

- G = 1: $R_G = \infty$ (开路)
- G = 9.998: $R_G = 5.49 \text{ k}\Omega$
- G = 100: $R_G = 499 \Omega$
- G = 991: $R_G = 49.9 \Omega$

请注意如果标准电阻值与计算值不同，则会产生增益误差。此外，所使用电阻器的允许偏差（通常采用1%允许偏差的金属膜电阻器）也会影响精度。如果使用标准电阻器，也会有增益漂移，通常为 $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \sim 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。当然，用户必须提供非

常干净的(低泄漏)电路板才能实现精确的1倍增益，这时因为，即使是 $200 \text{ M}\Omega$ 泄漏阻抗也会导致0.2%的增益误差。

标准的金属膜电阻器具有1%标称值的允许偏差，这就意味任意两只电阻器相互之间可能有高达2%的电阻值差值。单片集成电路中的薄膜电阻器虽然具有高达20%的允许偏差，但由于同一芯片上电阻器之间的匹配能够做得非常好——通常优于0.1%——并且同一片芯片上的电阻器能够做到相互跟踪温度变化，因此极大降低了增益随温度变化的漂移。

(J) 增益范围

增益范围通常为1~1000，而许多仪表放大器经常在增益高于1000的条件下工作，但制造商不保证在此条件下的性能水平。

(K) 增益误差

实际上，随着增益电阻器越来越小，由导线电阻和IC封装内部的金属线电阻引起的各种误差会越来越突出。这些误差以及噪声和漂移的增加，可能会导致难于实现更高的增益。

在三运放仪表放大器设计中，由于外部电阻器不能与IC内部电阻器精密地按比例匹配，因此会减小增益精度并且增大增益漂移。而且，所选择的电阻器是阻值最接近的1%允许偏差的金属膜电阻器，而不是计算的电阻值；因此这会增加额外的增益误差。有些仪表放大器（例如AD8230）使用两只电阻器设置增益。假定增益仅由IC内部的这两只电阻器的比值设定，这会潜在地显著改善增益精度和增益漂移。因此，将全部电阻器集成在IC内部的单片仪表放大器可以提供尽可能高的性能，例如AD621。

此技术资料中所提供的增益误差数据描述了实际增益与增益方程计算值的最大偏差。单片仪表放大器（例如AD8221）具有非常低的出厂调整增益误差。虽然外部连接的增益网络允许用户精确地设置增益，但是这些外部电阻器的温度系数以及该网络中电阻器之间的温度差异，都会影响电路的总增益误差。

如果该增益数据最终被数字化并且送到一个智能系统(例如微处理器),那么可以通过测量一个已知的参考电压并乘以一个常数来修正增益误差。

(L) 非线性误差

非线性误差是指仪表放大器的输出电压与输入电压的关系曲线相对一条直线的偏离。图A-2示出非线性误差被放大的仪表放大器的传递函数。

其误差值可用下式计算:

$$\text{非线性误差} = \frac{\text{实际输出电压} - \text{计算输出电压}}{\text{额定满度输出电压范围}}$$

该偏差可以参照任意一条直线,也可参照一条指定的直线。现有二种常用的方法指定仪表放大器非线性误差参照的理想直线。

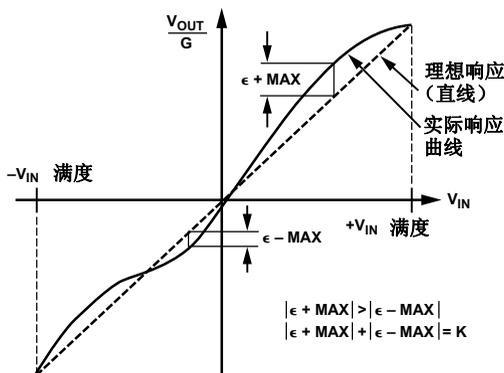


图 A-2. 非线性误差被放大的转换特性曲线

最佳直线法: 首先测量最大正偏差和最小负偏差,然后调整仪表放大器的增益和失调以便使最大正误差与最大负误差相等。对于单片仪表放大器,这通常是通过激光微调薄膜电阻器或其它方法实现的。最佳直线法能提供优良的指标,但是实现困难。因为在进行微调之前需要测量整个输出信号范围以确定最大正偏差和最大负偏差。

端点法: 需要在输出电压范围的最小极端和最大极端条件下进行失调和(或)增益校准。通常在非常低的输出幅度时调整失调,而在接近最大输出

幅度时调整增益。这种方法很容易实现,但是造成的非线性误差是采用最佳直线法的两倍。当传递函数曲线仅向一个方向弯曲时,这种方法产生的误差最大。

大多数线性器件,例如仪表放大器,一般都规定采用最佳直线法。当对具体应用进行误差估算时,应考虑到这一点。

不管采用哪种方法定义非线性误差,所产生的误差都不能减小。也就是说,这些误差既不是固定的,也不与输入电压或输出电压成比例,因此也就无法通过外部调整来减小误差。

(M) 增益与温度的关系

这些数据提供了偏离增益公式的最大值和典型值与温度的关系。正如在增益误差(K)部分所描述的,外部增益电阻器的温度系数(TC)不可能与IC封装内部的其它电阻器精密匹配。因此,全部使用内部增益电阻器的仪表放大器通常能达到最佳的温度性能。增益漂移误差可以通过使用参考温度和校准数据的软件方法来消除。

(N) 单电源仪表放大器的关键技术指标

某些技术指标只针对单电源供电(即R-R特性)的仪表放大器产品,对采用低电压、单电源为仪表放大器供电的应用工程师而言非常重要。

输入和输出电压摆幅

单电源仪表放大器需要能够处理非常接近电源电压和地电位的输入电压。在典型的双电源仪表放大器中,输入(和输出)电压范围是从低于电源电压2V到高于地电位2V的范围内。当器件使用5V电源供电时,这是确实是一个问题;当使用新的+3.3V标准电源供电时,这个问题变得更加困难。一个使用5V单电源供电的标准仪表放大器只能保留大约1V的裕量,当使用+3.3V供电时,这个裕量几乎为0。

幸运的是,真正的单电源供电仪表放大器(例如AD627)允许输出电压在低于电源电压或高于地电位100mV的范围内摆动。但输入电压摆幅要小一点儿,它在高于地电位100mV和低于电源1V的范围内摆动。在要求苛刻的应用中,仪表放大器的参考端可以偏离中心点,以允许输入电压范围对称。

放大器选择表

产品型号	产品描述	电源	电源电压 最小值~最大值	增益设置方法	增益范围 最小值~最大值
AD522	仪表放大器(IA)	双电源	$\pm 5 \sim \pm 18$	电阻	1~1000
AD524	精密 IA	双电源	$\pm 6 \sim \pm 18$	引脚选择	1~1000
AD526	软件设置 IA	双电源	$\pm 4.5 \sim \pm 16.5$	软件	1~16
AD620	通用 IA	双电源	$\pm 2.3 \sim \pm 18$	电阻器	1~10000
AD621	精密 IA	双电源	$\pm 2.3 \sim \pm 18$	引脚选择	10 和 100
AD622	低成本 IA	双电源	$\pm 2.6 \sim \pm 18$	电阻器	1~1000
AD623	单电源, R-R IA	均可	2.7~12	电阻器	1~1000
AD624	精密 IA	双电源	$\pm 6 \sim \pm 18$	引脚选择	1~1000
AD625	增益可设置 IA	双电源	$\pm 6 \sim \pm 18$	3 只电阻器	1~10000
AD626	差分放大器(DA)	均可	2.4~12	引脚选择	10 和 100
AD627	低功耗 IA	均可	2.2~36	电阻器	5~1000
AD628	高 CMV DA	均可	4.5~36	引脚和电阻器	0.1~100
AD629	高 CMV DA	双电源	$\pm 2.5 \sim \pm 18$	固定	G=1
AD8202	高 CMV DA	单电源	3.5~12	固定	G=20
AD8203	高 CMV DA	单电源	3.5~13	固定	G=14
AD8205	单电源 DA	单电源	4.5~5.5	固定	G=50
AD8206	单电源 DA	单电源	4.5~5.5	固定	G=20
AD8210	差分放大器	单电源	4.5~5.5	固定	G=20
AD8212	电流检测放大器	单电源	7~65	电阻器	可调
AD8213	双电流检测放大器	双电源	4.5~5.5	固定	G=20
AD8220	R-R JFET 输入 IA	双电源	$\pm 2.3 \sim \pm 18$	电阻器	1~1000
AD8221	高性能 IA	双电源	$\pm 2.3 \sim \pm 18$	电阻器	1~1000
AD8221	BR 级技术指标	双电源	$\pm 2.3 \sim \pm 18$	电阻器	1~1000
AD8222	高性能 IA	双电源	$\pm 2.3 \sim \pm 18$	电阻器	1~1000
AD8225	固定 G=5 IA	双电源	$\pm 1.7 \sim \pm 18$	固定	G=5
AD8230	零漂移 IA	均可	8~16	电阻器	2~1000
AD8250	软件设置 IA, 10 MHz	双电源	$\pm 5 \sim \pm 15$	软件	G=1, 2, 5, 10
AD8251	软件设置 IA, 10 MHz	双电源	$\pm 5 \sim \pm 15$	软件	G=1, 2, 4, 8
AD8553	零漂移 IA	单电源	1.8~5.5	电阻器	0.1~10000
AD8555	传感器放大器	单电源	2.7~5.5	软件	70~1280
AD8556	传感器和滤波器放大器	单电源	2.7~5.5	软件	70~1280
AMP03	精密 DA	双电源	$\pm 6 \sim \pm 18$	固定	G=1

放大器选择表 (续)

产品 型号	CMR @ 60 Hz G=1, G=1000 最小值	带宽 G=10 典型值	RTI 噪声峰峰值 1~10 Hz, G=100 典型值	输入 失调电压	温度范围 (°C)
AD522	75 dB ¹ , 100 dB ²	3 kHz ³	4 μV	400 μV	-55 ~ +125
AD524	70 dB, 110 dB	400 kHz	0.3 μV	250 μV	-55 ~ +125
AD526	待定	350 kHz ⁴	3 μV	1500 μV	-40 ~ +85
AD620	73 dB, 110 dB	800 kHz	0.28 μV	125 μV	-55 ~ +125
AD621	93 dB, 110 dB ⁵	800 kHz	0.28 μV	125 μV ⁶	-55 ~ +125
AD622	66 dB, 103 dB	800 kHz	0.3 μV	125 μV	-40 ~ +85
AD623	70 dB, 105 dB	100 kHz	2 μV	200 μV	-40 ~ +85
AD624	70 dB ¹ , 110 dB ⁷	400 kHz	0.3 μV	200 μV	-55 ~ +125
AD625	70 dB, 110 dB	400 kHz	0.3 μV	200 μV	-40 ~ +85
AD626	55 dB ⁵	100 kHz	2 μV	2500 μV	-40 ~ +85
AD627	77 dB ⁸	30 kHz	1.2 μV ⁸	200 μV	-40 ~ +85
AD628	75 dB	600 kHz	15 μV	1500 μV	-40 ~ +85
AD629	77dB	500 kHz	15 μV	1000 μV	-40 ~ +85
AD8202	82 dB ⁹	50 kHz ⁹	10 μV ⁹	1000 μV	-40 ~ +125
AD8203	82 dB ¹⁰	60 kHz ¹⁰	10 μV ¹⁰	1000 μV	-40 ~ +125
AD8205	78 dB ^{11,12}	50 kHz ¹²	15 μV ¹²	2000 μV	-40 ~ +125
AD8206	76 dB ^{9,11}	100 kHz ⁹	15 μV ¹²	2000 μV	-40 ~ +125
AD8210	100 dB ⁹	500 kHz ⁹	8 μV	1000 μV	-40 ~ +150
AD8212	90 dB ¹³	450 kHz ⁹	15 μV ¹²	1000 μV	-40 ~ +125
AD8213	90 dB ¹³	450 kHz ⁹	10 μV ¹²	2000 μV	-40 ~ +125
AD8220	90 dB ¹³ , 116 dB ¹³	1 MHz	0.8 μV	0.8 μV	-40 ~ +85
AD8221	80 dB, 130 dB	562 kHz	0.25 μV	60 μV	-40 ~ +125
AD8221	90 dB, 140 dB	562 kHz	0.25 μV	25 μV	-40 ~ +125
AD8222	80 dB, 130 dB	750 kHz	0.25 μV	120 μV	-40 ~ +85
AD8225	86 dB ⁸	900 kHz ⁸	1.5 μV ⁸	325 μV	-40 ~ +85
AD8230	110 dB ¹⁴	2 kHz	3 μV	10 μV	-40 ~ +125
AD8250	80 dB, 100 dB	10000 kHz	0.4 μV	100 μV	-40 ~ +125
AD8251	80 dB, 100 dB	10000 kHz	0.4 μV	100 μV	-40 ~ +125
AD8553	100 dB, 120 dB ¹⁵	1 kHz	0.7 μV	20 μV	-40 ~ +85
AD8555	80 dB ¹⁶ , 96 dB ¹⁷	700 kHz ¹⁶	0.5 μV	10 μV	-40 ~ +125
AD8556	80 dB ¹⁶ , 94 dB ¹⁷	700 kHz ¹⁶	0.5 μV	10 μV	-40 ~ +140
AMP03	85 dB ¹⁸	3000 kHz ¹⁸	2 μV ¹⁸	400 μV ¹⁸	-40 ~ +85

注:

¹ DC~30 Hz

² DC~1 Hz

³ G=100 时带宽最小值

⁴ G=16 时带宽典型值

⁵ G=10 和 100 时的CMR

⁶ G=100 时的RTI总失调电压

⁷ G=500

⁸ G=5

⁹ G=20

¹⁰ G=14

¹¹ DC~20 kHz

¹² G=50

¹³ 典型值

¹⁴ G=10~1000

¹⁵ G=100

¹⁶ G=70

¹⁷ G=1280

¹⁸ G=1

索引

- A**
- AC CMR 与频率的关系表, 5-20
- AC 输入耦合, 5-2
- AD620:
 - 闭环增益与频率的关系, 3-4
 - CMR 与频率的关系, 3-4
 - 单片仪表放大器, 5-10
 - 低功耗仪表放大器, 6-20
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 工业标准, 3-2, 3-3
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - 热电偶传感器, 6-23
 - 热敏电阻传感器, 6-23
 - RTD 传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-6
 - 小信号脉冲响应, 3-5
 - 压力传感器, 6-23
 - 引脚配置, 3-3
 - 原理图, 3-4
 - 增益非线性误差, 3-5
- AD620 系列:
 - RFI 抑制电路, 5-15
 - 输入电路, 5-6
- AD621:
 - 闭环增益与频率的关系, 3-7
 - CMR 与频率的关系, 3-7
 - 单片仪表放大器, 5-11
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - 精度比 AD620 高, 3-6
 - 热电偶传感器, 6-23
 - 热敏电阻传感器, 6-23
 - RTD 传感器, 6-23
 - 小信号脉冲响应, 3-7
 - 压力传感器, 6-23
 - 原理图, 3-6
 - 增益非线性, 3-7
- AD622:
 - 低成本:
 - 闭环增益与频率的关系, 3-5, 3-6
 - CMR 与频率的关系, 3-5
 - 增益非线性, 3-5
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 霍耳效应传感器, 6-23
- AD623:
 - 闭环增益与频率的关系, 3-18
 - CMR 与频率的关系, 3-18
 - 单电源数据采集电路, 6-20
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 复合仪表放大器:
 - CMR, 6-4
 - 电路, 6-4, 6-5
 - 驱动 ADC 电路, 6-5
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - 热电偶传感器, 6-23
 - 热敏电阻传感器, 6-23
 - RFI 滤波器, 5-16
 - RFI 抑制电路, 5-16
 - RTD 传感器, 6-23
 - R-R 仪表放大器, 5-1
 - 三运放仪表放大器电路, 3-17
 - 输入电路, 5-6
 - 输入体系结构, 5-6
 - 小信号脉冲响应, 3-18
 - 原理图, 3-17
 - 增益非线性, 3-18
- AD626:
 - 差分放大器:
 - CMRR, 4-8
 - 单电源或双电源差分放大器, 4-7, 4-8
 - 信号脉冲响应, 4-8
 - 原理图, 4-8
 - 增益, 4-8
 - 电流检测 (并联) 传感器, 6-23
 - 液位传感器, 6-23
- AD627:
 - 闭环增益与频率的关系, 3-20
 - 标准电桥电路, 6-19
 - CMR 与频率的关系, 2-6, 3-19
 - 低功耗
 - 单片双运放仪表放大器, 2-5, 2-6
 - 低功耗, 6-25, 6-26
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 反馈环路, 3-19
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - 热电偶传感器, 6-23
 - 热敏电阻传感器, 6-23
 - RFI 抑制电路, 5-15
 - RTD 传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-6
 - 小信号脉冲响应, 3-20
 - 原理图, 3-19
 - 增益非线性, 3-20
 - 增益公式, 3-19

AD628:

- 差分放大器, 6-13
- 差分线性放大器, 6-6, 6-7
- 带宽增益电路, 6-11
- 低增益电路, 6-7
- 电流检测(并联)传感器, 6-23
- 高共模电压差分放大器, 4-6, 4-7
 - CMR 与频率的关系, 4-7
 - 大信号频率响应, 4-7
 - 电路连接, 4-6
 - 小信号频率响应, 4-7
 - 原理图, 4-6
 - 增益调整, 4-6, 4-7

精密增益电路:

- 电路, 6-6
- 高 CMR, 6-6
- 无外接元件, 6-9
- 增益为+10 的电路, 6-9
- 增益为+11 的电路, 6-10
- 增益为+1 的电路, 6-11
- 增益为-10 的电路, 6-10
- 框图, 1-5
- 液位传感器, 6-23

AD629:

- 差分放大器, 1-5, 1-8, 6-16
- 高共模电压, 6-17
- 宽共模范围, 6-12
- 单片差分放大器, 2-1
- 单位增益差分放大器, 4-8
 - CMR 与频率的关系, 4-9
 - 连接框图, 4-9
- 电流检测(并联)传感器, 6-23
- 高电压测量, 6-2
 - 电路, 6-2
- 热敏电阻传感器, 6-23
- 液位传感器, 6-23

AD822, 单位增益反相器, 6-20

AD8130:

- 高频差分接收机和放大器:
 - CMR 与频率的关系, 4-9, 4-10
 - 框图, 4-9
 - 频率响应与电源电压的关系, 4-10
- 加和电路:
 - 频率响应, 6-16
 - 性能图片, 6-16

AD8200 系列电流检测差分放大器, 4-2

AD8202:

- 电流检测(并联)传感器, 6-23
- 电流检测差分放大器:
 - 连接框图, 4-2
 - 两级系统体系结构, 4-3
 - 原理图, 4-2
- 高端电流测量, 6-18

AD8203:

- 电流检测差分放大器,
 - 两级系统体系结构, 4-3
 - 增益为 14 的放大器, 4-2

AD8205:

- 差分放大器:
 - 单电源, 4-3, 4-4
 - CMR, 4-3
 - 原理图, 4-3
- 电流检测(并联)传感器, 6-23
- 电流检测差分放大器, 增益为 50, 4-2

AD8206, 差分放大器, 增益和功耗, 4-4

AD8210:

- 差分放大器:
 - CMR 与频率和温度的关系, 4-5
 - 电流并联检测器 IC, 框图, 4-4
- 电机控制应用, 6-19
- 电流并联放大器, 高共模输入,

AD8220:

- CMR 与频率的关系, 3-8
- EKG 监视传感器, 6-23
- FET 输入, 增益可设置, 3-8
- 光电二极管传感器, 6-23
- JFET 输入电路, 5-7
- JFET 仪表放大器, 输入电路, 5-7
- 连接框图, 3-8

AD8221:

- 闭环增益与频率的关系, 3-3
- 参考输入, A-2
- CMR, A-1
- CMR 与频率的关系, 3-3, A-3
- CMR 指标, 3-3
- 低噪声放大器, 5-5
- 电桥电路, 1-1
- 电源电压, A-2
- 动态响应, A-2
- EKG 监视传感器, 6-23
- 光电二极管传感器, 6-23
- 霍耳效应传感器, 6-23
- 技术指标, A-1
 - 表, A1~A2
- 滤波器电路, 5-13, 5-16, 5-19
- 热电偶传感器, 6-23
- 热敏电阻传感器, 6-23
- RTD 的传感器, 6-23
- 失调电压, A-1
- 输出, A-2
- 输入, A-2
- 输入电流, A-1
- 输入电路, 5-5
- 特性, 3-2 ~ 3-3
- 温度范围, A-2
- 压力传感器, 6-23

- 引脚排列, 3-3
- 应变计中的高 CMRR, 6-5
- 原理图, 3-2
- 噪声, A-1
- 增益, A-2
- 增益带宽, 3-2
- 增益公式, A-5
- AD8222:
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - 热电偶传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-5
 - 双仪表放大器:
 - 差分输出性能, 3-3
 - 连接框图, 3-3
 - 压力传感器, 6-23
 - 真正差分输出的仪表放大器, 6-1
- AD8225:
 - 单片仪表放大器, 3-16, 5-11
 - CMR 与频率的关系, 3-16
 - 原理图, 3-16
 - 增益非线性, 3-16
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 热敏电阻传感器, 6-23
 - RFI 滤波电路, 5-16
 - RTD 传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-5
 - 压力传感器, 6-23
 - 液位传感器, 6-23
- AD8230:
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - 零漂移, 输入电路, 5-6
 - 热电偶传感器, 6-23
 - RTD 传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-6
 - 压力传感器, 6-23
 - 自稳零, 3-8 ~ 3-12
 - CMR, 3-12
 - 连接框图, 3-8
 - 内部工作原理, 3-9 ~ 3-12
 - 信号采样速率, 3-9
 - 增益设置, 3-12
 - 增益与频率的关系, 3-12
- AD8250:
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - RTD 传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-7
 - 增益可设置, 3-20
 - 数据采集, 3-20
 - 医学应用, 3-20
 - 原理图, 3-20
- AD8251:
 - 霍耳效应传感器, 6-23
 - RTD 传感器, 6-23
 - 增益可设置, 3-20
 - 数据采集, 3-20
 - 医学应用, 3-20
 - 原理图, 3-20
- AD8553:
 - EKG 监视传感器, 6-23
 - 精密电流源:
 - 低频差分输出, 6-3
 - 电路, 6-3
 - 积分器, 6-3
 - 零漂移, 输入电路, 5-7
 - 液位传感器, 6-23
 - 斩波器, 3-13
 - 自稳零:
 - 电流模式, 3-12, 3-13
 - 连接框图, 3-13
 - 原理图, 3-13
- AD8555:
 - 传感器放大器, 5-17
 - 光电二极管传感器, 6-23
 - 零漂移, 传感器信号放大器, 3-13 ~ 3-15
 - 连接框图, 3-13
 - 零漂移:
 - 传感器应用, 5-8
 - 输入电路, 5-8
 - RFI 滤波器电路, 5-17
 - RTD 传感器, 6-23
 - 压力传感器, 6-23
 - 自稳零放大器和斩波器, 3-13
 - CMR 与频率的关系, 3-15
 - 闭环增益与频率的关系, 3-15
 - 原理图, 3-14
- AD8556:
 - 传感器应用, 5-8
 - 零漂移传感器信号放大器, 3-13
 - EMI/RFI 滤波器, 3-15
 - 框图, 3-15
 - 内置 EMI/RFI 滤波器:
 - 差模 EMI/RFI, 测试电路, 5-18
 - DC 失调漂移, 5-18
 - DC 输入失调, 5-18
 - 共模 RFI/EMI, 测试电路, 5-18
 - 框图, 5-17
 - RTD 传感器, 6-23
 - 输入电路, 5-8
 - 压力传感器, 6-23
- ADC:
 - 高幅度模拟输入接口, 6-13, 6-14
 - 接口电路:
 - 单电源, 6-13, 6-14

共模输入, 6-14
SNR, 6-14
为仪表放大器推荐的 ADC 产品表, 7-2 ~ 7-6
系统分辨率与 ADC 分辨率和前置放大器增益的关系表, 7-1
性能要求, 计算, 7-1
与仪表放大器匹配的电路, 7-1 ~ 7-8
ADuC812, 12 bit ADC, 嵌入式微控制器, 6-26

AMP03:

差分放大器, 7-8
单片单位增益差分放大器:
闭环增益与频率的关系, 4-5
CMR 与频率的关系, 4-5
高 CMR 与频率和温度的关系, 4-5
功能框图, 4-5
小信号脉冲响应, 4-6
自稳零仪表放大器, 3-8 ~ 3-15

B

巴特沃斯滤波器参数, 5-22
贝塞尔滤波器参数, 5-22
比例积分微分控制, 见: PID
变压器耦合输入, DC 回路, 框图, 5-2
标准电桥电路, 6-19

C

CCD 成像, 7-7
成像设备, 1-6
差分放大器:
表, 4-1
单片差分放大器, 4-1 ~ 4-10
电路, 1-5
放大器选择表, B-1
非线性与输入电压的关系, 6-17
高电压测量, 6-1 ~ 6-5
IC, 1-5
框图, 1-5
应用电路, 6-1 ~ 6-26
用途, 1-5, 1-6
差分输出电路, 6-1
差分输入电路:
单极点低通滤波器, 6-6
双极点低通滤波器, 6-8
差分信号电压, 1-1
传递函数, 非线性, A-6
传感器特性表, 6-23
CMR, 1-1 ~ 1-5, 1-7, A-3
AC CMR, A-3
仪表放大器, A-3
CMR 调整, 5-23
DC CMR, 1-3

共模电压, 1-2
信号放大器, 1-1 ~ 1-3
运算放大器与仪表放大器, 1-3 ~ 1-5
CMRR, A-3
定义, 1-2
公式, 1-2
减法器电路, 降低 CMRR, 2-1
提高与增益的比例, 2-3
仪表放大器, A-3
CMV, 1-2

D

带宽, 1-8, 1-9
单电源电桥配置传感器, 特性表, 6-23
单电源接收器电路: 6-26
单片差分放大器, 4-1 ~ 4-10
应用, 4-1
DC 回路通道, 框图, 5-2
Digi-key 公司产品型号 PS1H102GND, 5-14
低通滤波器:
四极点低通滤波器推荐元器件参数表, 5-22

电缆, 屏蔽, 6-24
电缆端接, 5-5
电流变送器, 电路, 6-12
电流传感器接口, 6-24, 6-25
电流检测传感器特性表, 6-23
电路:
电桥:
三运放仪表放大器 CMR, 1-4
三运算放大器 CMR, 1-4
电桥前置放大器, 1-1
电桥:
采用 AC 激励, 6-5
应用, 6-19, 6-20
电桥电路, 5-13
电压:
差分, 1-1
共模, 1-1
失调电压, 1-7
电压电流转换器, 6-25
电源旁路电路, 5-1
电源退耦电路, 5-1
电阻温度检测传感器, 特性表, 6-23
电阻值:
针对各种增益, 4-7
针对仪表放大器, 5-8

E

ECCG:
监视传感器, 特性表, 6-23
原理图, 6-22
EKG, 见 ECCG

二极管, 泄漏电流, 5-9

ESD:

过载保护, 5-7

输入保护, 5-5

F

非线性, A-6

非线性, 低非线性, 1-8

复合仪表放大器:

电路, 6-4

CMR, 6-4

增益为 100 时的 CMR, 6-4

增益为 2 时的 CMR, 6-4

复合仪表放大器电路:

高频 CMR, 6-3 ~ 6-5

各种增益电路, 6-4

浮力式传感器, 特性表, 6-23

G

高电压测量:

传统测量方法, 电路, 6-1

新的测量方法:

电路, 6-2

非线性误差, 6-2

性能, 6-2

X-Y 关系曲线, 6-2

高电压监测电路, 6-16

高端电流检测, 6-19

高频差分 (接收器) 放大器, 4-9, 4-10

高输入阻抗, 1-8

高速数据采集, 7-7

高速信号调理, 1-6

共模电压, 1-1, 1-2

运算放大器, 1-3

共模滤波器:

传统的, 5-19

使用 X2Y 电容器, 5-19

共模抑制, 见 CMR

共模抑制比, 见 CMRR

共模增益, 1-2

工作电压范围, A-4

功耗, 1-9

功耗与带宽的关系, 1-9

功率控制, 1-6

光电二极管传感器, 特性表, 6-23

硅二极管, 5-8

国际整流器公司 SD101 系列, 5-9

过载:

瞬态, 5-5

稳态, 5-5

H

霍尔效应传感器, 特性表, 6-23

J

技术指标, 仪表放大器, A-3

监测, 1-6

减法器电路:

缓冲, 框图, 2-2

输入缓冲, 框图, 2-1

减法器放大器, 4-1 ~ 4-10

建立时间, 5-23

仪表放大器, A-5

接收器电路, 6-26

精密 48 V 总线监测器:

电路, 6-17

输出与输入的线性关系, 6-18

温度漂移, 6-18

远程电压测量电路, 6-17

精密电压电流转换器, 6-24, 6-25

静电放电, 见 ESD

静态电源电流, A-4, A-5

Johanson Dielectrics 公司, X2Y 电容器, 5-19

J 型热电偶, 6-26

K

开关:

低端, 6-18

高端, 6-19

控制, 1-6

仪表放大器, 1-6

快速肖特基势垒整流器, 5-9

L

零漂移仪表放大器, 7-5, 7-6

滤波器:

差分:

带宽, 5-13, 5-14

基本电路, 5-13

低通滤波器, 提高 SNR, 5-21, 5-22

共模, 使用 X2Y 电容器, 5-19

共模带宽, 5-14

RFI, 5-13, 5-16 ~ 5-18

双极点低通滤波器, 频率响应, 6-8

元件参数, 转折频率, 表, 6-9

N

奈奎斯特准则, 7-8

O

OP177, 积分器, 6-16

OP27, 传递函数, 6-13

P

PID 环路, 积分器, 6-3

Pulse Engineering 公司, 共模扼流圈, 5-20

Q

切比雪夫滤波器参数, 5-22

求和放大器:

电路, 6-15

高输入阻抗, 6-15

高速同相输入, 6-15 ~ 6-17

R

热电偶传感器, 特性表, 6-23

热电偶放大器, 单电源仪表放大器, 6-26

热电偶效应, 5-10

热敏电阻传感器, 特性表, 6-23

RFI:

电路框图, 5-13

减小整流误差, 5-12 ~ 5-20

输入滤波器元件参数选择, 5-14

RFI 测试, 5-21

RFI 滤波器, 5-16 ~ 5-18

带宽, 5-13

设计, 5-12 ~ 5-20

针对仪表放大器, 5-17

RFI 衰减, X2Y 电容器与传统共模滤波器的比较, 5-19

RFI 抑制, 使用共模射频扼流圈, 5-20

RFI 整流:

防止 RFI 整流误差, 滤波器电路, 5-13

减小 RFI 整流误差, 仪表放大器电路, 5-12

R-R 输出, 1-9

R-R 输入, 1-9

RTI, 仪表放大器, A-4

RTI 误差 5-11, 5-12

RTO 误差, 5-11, 5-12

RTO, 仪表放大器, A-4

软件可设置, 仪表放大器, 1-6

S

三运放仪表放大器, 2-2, 2-3

CMR 调整电路, 5-23

电路, 2-2

反馈电阻器, 增益误差, 电路, 5-10

降低共模电压范围, 电路, 2-3

设计考虑, 2-3, 2-4

失调电流, A-4

失调电流误差, 1-8

失调电压, A-3, A-4

失调误差, 5-12

视频应用, 1-6

输出缓冲, 低功耗仪表放大器, 6-25

输入和输出电压摆幅, A-6

输入偏置电流: 1-8, A-4

输入噪声, 5-12

数据采集, 1-5

双极性电桥, 低压差, 驱动器, 6-20

双运放仪表放大器

电路, 2-4

共模抑制电路设计, 2-5, 2-6

体系结构, 2-5

双运放仪表放大器限制:

传递函数, 2-4

高 CMR, 2-6

输出摆幅, 2-5

瞬态, 过载保护, 5-9

SSM2019, 音频前置放大器, 6-26

SSM2141, 差分线性接收器, 6-26

SSM2143, 差分线性接收器, 6-26

T

退耦, 5-1

W

外部 CMR, 性能, 5-23

外部保护二极管, 5-8

外部增益电阻器, 温度梯度, 误差源, 5-11

低功耗仪表放大器, RFI 电路, 5-15

温度 EMF, 5-10

温度传感器, 特性表, 6-23

温度梯度, 误差源, 5-11

稳压二极管, 6-17

误差, 计算, 5-12

X

线性, 最佳直线法, A-6

肖特基二极管, 5-8, 5-9

信号电压, 运算放大器电路, 1-3

信噪比, 见 SNR

X2Y 电容器, 5-19

静电模型, 5-19

Y

压力传感器, 特性表, 6-23

液位传感器, 特性表, 6-23

医用 ECG 监测电路, 6-22

医用仪器, 1-6

仪表放大器:

AC 耦合电路, 5-2

AC 耦合输入推荐元件参数表, 5-4

参考输入:

CMR 误差, 5-4

驱动电路: 5-4

差分输出电路, 6-1

差分与共模输入信号的关系,

电路, 1-6

传感器接口应用, 6-21

串连保护电阻值表, 5-8

CMR, 1-7
 带缓冲器的 ADC, DC 修正, 7-7
 单电源:
 关键技术指标, A-6
 输入和输出摆幅, 5-1
 单电源工作, 5-1
 单片差分放大器, 4-1 ~ 4-10
 单片仪表放大器, 3-1 ~ 3-20
 单电源工作, 3-17 ~ 3-18
 设计, 3-2 ~ 3-8
 优点, 3-1
 DC 精度, 设计问题, 5-9, 5-10
 低功耗, 单电源, 3-19, 3-20
 低功耗输出缓冲, 6-25
 低噪声, 1-8
 电路:
 CMR, 6-4
 与 ADC 匹配, 7-1 ~ 7-8
 电源旁路电路, 框图, 5-1
 定义, 1-1
 多路复用, 7-7
 高速, 高性能电路, 7-8
 高性能, 3-2 ~ 3-5
 定义, 1-7 ~ 1-9
 工作增益表, 2-4
 功能框图, 1-6
 固定增益, DC 性能, 5-11
 惠斯登电桥, 6-19
 基本原理, 1-1 ~ 1-9
 技术指标, A-1 ~ A-6
 内部特性, 2-1 ~ 2-6
 RFI 抑制测量, 电路, 5-21
 R-R 输出摆幅, 框图, 5-1
 三运放电桥电路, CMR, 1-4
 三运放仪表放大器, 2-2 ~ 2-4
 CMR 调整电路, 5-23
 反馈电阻器, 设计问题, 5-10
 输出, 1-7
 缓存器, 低阻抗, 5-3
 输入保护基本原理, 5-5 ~ 5-9
 输入接地回路, 5-2, 5-3
 输入特性, 1-2
 双电源工作, 5-1
 双极性输入级, 提高 CMR, 2-3
 双运放仪表放大器, 2-4 ~ 2-6
 特性, 1-7 ~ 1-9
 外部保护二极管, 5-9
 外接电阻器, 1-7
 微功耗, RFI 电路, 5-15
 稳定性, 5-1
 选择表, B-1, B-2
 一览表, 3-1
 仪表放大器: 复合仪表放大器, 电路, 6-4
 应用, 5-1 ~ 5-23
 应用电路, 6-1 ~ 6-26
 用途, 1-5, 1-6
 优点, 1-7
 优于运算放大器, 3-1
 区别, 1-1 ~ 1-4
 自稳零, 3-8 ~ 3-15
 仪表放大器电路, 输入缓冲器, CMR, 1-4
 用于仪表放大器 RFI 滤波器的共模射频扼流圈, 5-20
 应变计, 测量, 带 AC 激励, 6-5
 应变计电桥传感器, 特性表, 6-23
 远程负载检测电路, 6-24
 约翰逊噪声, 5-5
 运算放大器:
 CMR, 1-3
 差分放大器, 作为仪表放大器, 2-1
 单运放减法放大器功能框图, 2-1
 与仪表放大器的区别, 1-1 ~ 1-5

Z

噪声, 1-9
 低噪声, 1-8
 接地噪声, 6-12, 6-13
 噪声误差, 5-12
 增益, 1-8
 缓冲减法器电路, 2-2
 增益电阻器:
 误差源, 5-11
 要求的阻值, 表, 3-18
 增益范围, A-5
 增益漂移, 最低限增益漂移, 5-9
 增益误差, A-5, A-6
 输入信号幅度差值, 5-10
 增益与温度的关系, A-6
 斩波器仪表放大器, 3-13
 折合到输出端, 见 RTO
 折合到输入端, 见 RTI
 重量测量传感器, 特性表, 6-23
 转换, 差分到单端转换, 1-9
 转换速率, 仪表放大器, 1-9
 总失调误差, A-4
 总误差, A-4
 总噪声, 5-12
 阻容耦合元件, 选择与匹配, 5-3, 5-4
 最低失调电压漂移, 设计, 5-9, 5-10

产品索引

产品型号	页码	产品型号	页码
2N2222	6-17	AD7450	6-13, 6-14
AD520	3-2	AD7453/AD7457	7-2
AD522	B-1, B-2	AD7466	7-6
AD524	3-3, B-1, B-2	AD7476	6-17, 7-6
AD526	A-4, B-1, B-2	AD7476A	7-6
AD580	2-5	AD7610	7-2, 7-4
AD584	2-5	AD7661	7-3
AD589	6-20	AD7663	7-2, 7-4
AD620	3-1 to 3-6, 3-17, 5-6, 5-8, 5-10, 5-12, 5-15, 5-20, 6-20, 6-23 to 6-25, A-4, B-1, B-2	AD7685	6-22, 7-2, 7-5, 7-6
AD620 series	3-2, 5-6, 5-15	AD7687	7-2, 7-5
AD620A	5-12, A-4	AD7776	6-20
AD620AR	7-2	AD7862/AD7684	7-3
AD621	1-8, 3-1, 3-6, 3-7, 5-6, 5-8, 5-11, 6-23, A-5, B-1, B-2	AD7863/AD7865	7-3
AD622	3-1, 3-5, 3-6, 5-6, 5-8, 6-23, B-1, B-2	AD7866	7-3
AD623	3-1, 3-17, 3-18, 5-1, 5-6, 5-8, 5-16, 6-4, 6-5, 6-20, 6-23, 6-24, A-4, B-1, B-2	AD7890/AD7891/AD7892	7-3
AD623AR	7-3	AD7895	7-2
AD624	B-1, B-2	AD7898-3	7-4
AD625	B-1, B-2	AD7920	7-4
AD626	4-1, 4-7, 4-8, 6-23, 6-24, 6-25, B-1, B-2	AD7923/AD7927	7-4
AD627	2-5, 2-6, 3-1, 3-19, 3-20, 5-6, 5-8, 5-15, 5-16, 6-19, 6-20, 6-23 to 6-26, A-4 to A-6, B-1, B-2	AD7940	7-3
AD627AR	7-4	AD7942	7-5
AD628	1-5, 4-1, 4-6, 4-7, 6-6 to 6-11, 6-13, 6-14, 6-23, B-1, B-2	AD8130	4-1, 4-9, 4-10, 6-15
AD629	1-5, 1-8, 2-1, 4-1, 4-8, 4-9, 6-2, 6-12, 6-16, 6-17, 6-23, B-1, B-2	AD8130 系列	4-9
AD630	6-5	AD8200 系列	4-1, 4-2
AD630AR	6-5	AD8202	4-1 to 4-3, 6-18, 6-19, 6-23, B-1, B-2
AD704	5-22	AD8203	4-1 to 4-3, B-1, B-2
AD705	6-24, 6-25	AD8205	4-1 to 4-4, 6-23, B-1, B-2
AD706	5-22	AD8206	4-1, 4-4, B-1, B-2
AD820	6-25	AD8210	4-1, 4-4, 4-5, 6-19, B-1, B-2
AD822	6-20	AD8212	4-1, B-1, B-2
AD823	7-8	AD8213	4-1, B-1, B-2
AD825	7-8	AD8220	3-1, 3-8, 5-7, 5-8, 5-13, 6-21 to 6-23, B-1, B-2
AD830	7-8	AD8220AR	7-4
AD871	7-8	AD8221	1-1, 3-1 to 3-3, 5-5, 5-6, 5-8, 5-13, 5-15, 5-16, 5-19, 6-3, 6-5, 6-23, 6-24, A-1 to A-3, A-5, B-1, B-2
AD7266	7-7, 7-8	AD8221AR	7-2
AD7321	7-4, 7-5	AD8222	3-1, 3-3, 5-5, 5-8, 5-13, 6-1, 6-23, B-1, B-2
AD7322	7-7, 7-8	AD8225	3-1, 3-16, 5-5, 5-8, 5-11, 5-16, 6-3, 6-23, 7-3, B-1, B-2
AD7323	7-4, 7-5	AD8230	3-1, 3-8 to 3-12, 5-6, 5-8, 6-23, A-5, B-1, B-2
AD7327	7-4, 7-5	AD8230RZ	7-5
		AD8250	3-1, 3-20, 5-7, 5-8, 6-23, 7-5, B-1, B-2
		AD8251	3-1, 3-20, 5-8, 6-23, 7-5, B-1, B-2

产品型号	页码
AD8553.....	3-1, 3-12, 3-13, 5-7, 5-8, 6-3, 6-23, B-1, B-2
AD8553RM.....	7-6
AD8555.....	3-1, 3-13 to 3-15, 5-8, 5-17, 6-23, B-1, B-2
AD8555AR/AD8556ARZ.....	7-6
AD8556.....	3-1, 3-13, 3-15, 5-8, 5-17, 5-18, 6-23, B-1, B-2
AD8618.....	6-21, 6-22
AD8641.....	6-24
AD8642.....	6-24
AD8643.....	6-24
AD8698.....	2-1, 2-2, 2-4
AD9240.....	7-8
ADR425.....	6-17
ADR431.....	6-13, 6-14
ADR435.....	6-22
ADuC812.....	6-26
AMP01.....	6-24
AMP03.....	4-1, 4-5, 4-6, 6-24, 7-8, B-1, B-2
OP27.....	6-12, 6-13
OP177.....	6-16
OP297.....	5-22
OP497.....	5-22
OP777AR.....	6-17
OP1177.....	2-1, 2-2, 6-5
OP2177.....	2-1, 2-2, 2-4, 6-21, 6-22
SSM2019.....	6-26
SSM2141.....	6-26
SSM2143.....	6-26