

AD623

单电源，满电源幅度输出，低价格仪表放大器

一、概述

1.1 一般说明

AD623是一个集成单电源仪表放大器，它能在单电源(+3V到+12V)下提供满电源幅度的输出。AD623允许使用单个增益设置电阻进行增益编程，以得到更好的用户灵活性，且符合8引脚的工业标准引脚配置。在无外接电阻条件下，AD623被设置为单位增益($G=1$)，在接入外接电阻后，AD623可编程设置增益，其增益最高可达1000倍。

AD623通过提供极好的随增益增大而增大的交流共模抑制比(AC CMRR)而保持最小的误差。线路噪声及谐波将由于共模抑制比(CMRR)在高达200Hz时仍保持恒定而受到抑制。AD623具有较宽的共模输入范围，它可以放大具有低于地电平150mV共模电压的信号，虽然AD623是按照工作于单电源方式进行的优化设计，但当它工作于双电源($\pm 2.5V$ 至 $\pm 6.0V$)时，仍然能提供优良的性能。

低功耗(3V时1.5mW)、宽电源电压范围、满电源幅度输出，使AD623成为电池供电应用的理想选择。在低电源电压下工作时，满电源幅度输出级使动态范围达到最大。AD623可取代分立的仪表放大器设计，且在最小的空间内提供很好的线性度、温度稳定性和可靠性。AD623出现以前，仪表放大器的性能都达不到如此水平。

1.2 特点

- 便于使用
- 性能优于分立设计
- 单电源或双电源工作
- 满电源幅度输出
- 输入电压范围扩展至低于地150mV(单电源)
- 低功耗，最大575 μA 电源电流
- 单个外接电阻增益设置
增益范围1(无外接电阻)到1000
- 高精度DC性能
 - 0.1%增益误差($G=1$)
 - 0.35%增益误差($G>1$)
 - 25ppm增益漂移($G=1$)
 - 200 μV 最大输入失调电压(AD623A)
 - 2 μV / 最大输入失调漂移(AD623A)
 - 100 μV 最大输入失调电压(AD623B)
 - 1 μV / 最大输入失调漂移(AD623B)
 - 25nA最大输入偏置电流
- 噪声
 - 35nV/ \sqrt{Hz} 针对输入端(RTI)噪声@1kHz($G=1$)
- 良好的AC特性
 - 最小90dB共模抑制比(CMRR)($G=10$)
 - 最小84dB共模抑制比(CMRR)($G=5$)

P&S 武汉力源电子股份有限公司

地址：湖北武汉市卓刀泉路15号

信箱：武汉市70020信箱

电话：(86) (027) 87493500 ~ 87493506

P&S网址：<http://www.p8s.com>

邮编：430079

传真：(86) (027) 87491166, 87493497

(@60Hz , 1k非平衡信号源)
 800kHz带宽 (G=1)
 到终值0.01%的建立时间20 μ s (G=10)

1.3 应用范围

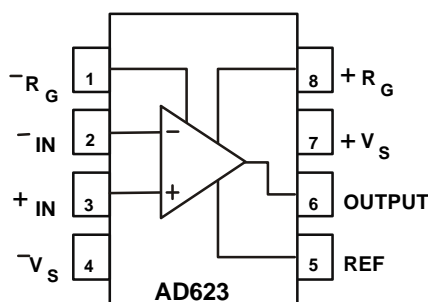
低功耗医疗仪器
 工业过程控制

传感器接口
 差分放大器

热电偶放大器
 低功耗数据采集

1.4 引脚排列

8脚塑料DIP (N) , SOIC (R) 和microSOIC (RM) 封装。



1.5 订购指南

型 号	封装描述	封装选项
AD623AN	8脚塑料DIP	N-8
AD623AR	8脚SOIC	R-8
AD623ARM	8脚microSOIC	RM-8
AD623AR-REEL	8脚SOIC , 13"盘装	
AD623AR-REEL7	8脚SOIC , 7"盘装	

二、特性

2.1 极限参数

电源电压	$\pm 6V$
内部功率耗散	650mW
差分输入电压	$\pm 6V$
输出短路持续时间	不确定
储存温度范围 (N , R , RM)	-65 至 +125
工作温度范围 : AD623A	-40 至 +85
引脚温度范围 (焊接 , 10秒)	+300

注： 强度超出所列的极限参数可能导致器件的永久性损坏。这些仅仅是极限参数，并不意味着在极限条件下或在任何其它超出推荐工作条件所示参数的情况下器件能有效地工作。延长在极限参数条件下的工作时间会影响器件的可靠性。

自然通风条件下的特性参数：

8脚塑料封装： $J_A=95$ /Watt
 8脚SOIC封装： $J_A=160$ /Watt
 8脚microSOIC封装： $J_A=200$ /Watt

2.2 电特性

2.2.1 单电源工作特性（除非另有说明，均为在25℃下，单电源， $V_S=+5V$ ， $R_L=10k\Omega$ 下的典型值。）

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (100k/R_G)$	1		1000	1		1000	1		1000	
Gain Range	$G1 V_{OUT} = 0.05V \text{ to } 3.5V$										
Gain Error ¹	$G > 1 V_{OUT} = 0.05V \text{ to } 4.5V$										
$G = 1$			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.10	%
$G = 10$			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
$G = 100$			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
$G = 1000$			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
Nonlinearity,	$G1 V_{OUT} = 0.05V \text{ to } 3.5V$										
	$G > 1 V_{OUT} = 0.05V \text{ to } 4.5V$										
$G = 1$ 1000			50			50			50		ppm
Gain vs. Temperature											
$G = 1$			5			5			5		ppm/°C
$G > 1$			50			50			50		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$										
Input Offset, V_{OSI}			25	200		200	500		25	100	μV
Over Temperature				350			650			160	μV
Average TC			0.1	2		0.1	2		0.1	1	μV/°C
Output Offset, V_{OSO}			200	1000		500	2000		200	500	μV
Over Temperature				1500			2600			1100	μV
Average TC			2.5	10		2.5	10		2.5	10	μV/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)											
$G = 1$		80	100		80	100		80	100		dB
$G = 10$		100	120		100	120		100	120		dB
$G = 100$		120	140		120	140		120	140		dB
$G = 1000$		120	140		120	140		120	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			17	25		17	25		17	25	nA
Over Temperature				27.5			27.5			27.5	nA
Average TC			25			25			25		pA/°C
Input Offset Current			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
Over Temperature				2.5			2.5			2.5	nA
Average TC			5			5			5		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			2 2			2 2			2 2		GΩ pF
Common-Mode			2 2			2 2			2 2		GΩ pF
Input Voltage Range ²	$V_S = +3V \text{ to } +12V$	$(V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	V
Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 kΩ Source											
Imbalance											
$G = 1$	$V_{CM} = 0V \text{ to } 3V$	70	80		70	80		77	86		dB
$G = 10$	$V_{CM} = 0V \text{ to } 3V$	90	100		90	100		94	100		dB
$G = 100$	$V_{CM} = 0V \text{ to } 3V$	105	110		105	110		105	110		dB
$G = 1000$	$V_{CM} = 0V \text{ to } 3V$	105	110		105	110		105	110		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10k\Omega$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	V
	$R_L = 100k\Omega$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	V
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB Bandwidth											
$G = 1$			800			800			800		kHz
$G = 10$			100			100			100		kHz
$G = 100$			10			10			10		kHz
$G = 1000$			2			2			2		kHz
Slew Rate			0.3			0.3			0.3		V/μs
Settling Time to 0.01%	$V_S = +5V$										
$G = 1$	Step Size: 3.5V		30			30			30		μs
$G = 10$	Step Size: 4V, $V_{CM} = 1.8V$		20			20			20		μs

2.2.2 双电源工作特性（除非另有说明，均为在25℃下，双电源， $V_S = \pm 5V$ ， $R_L = 10k\Omega$ 下的典型值。）

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
GAIN Gain Range Gain Error ¹ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 Nonlinearity, G = 1 1000 Gain vs. Temperature G = 1 G > 1	G = 1 + (100k/R _G) G1 V _{OUT} = 4.8V to 3.5V G > 1 V _{OUT} = 0.05V to 4.5V G1 V _{OUT} = 4.8V to 3.5V G > 1 V _{OUT} = 4.8V to 4.5V	1		1000	1		1000	1		1000	
			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.10	%
			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
VOLTAGE OFFSET Input Offset, V _{OSI} Over Temperature Average TC Output Offset, V _{OSO} Over Temperature Average TC Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR) G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	Total RTI Error = V _{OSI} + V _{OSO} /G		25	200		200	500		25	100	μV
				350			650			160	μV
			0.1	2		0.1	2		0.1	1	$\mu V/^\circ C$
			200	1000		500	2000		200	500	μV
				1500			2600			1100	μV
			2.5	10		2.5	10		2.5	10	$\mu V/^\circ C$
			80	100		80	100		80	100	dB
			100	120		100	120		100	120	dB
			120	140		120	140		120	140	dB
INPUT CURRENT Input Bias Current Over Temperature Average TC Input Offset Current Over Temperature Average TC			17	25		17	25		17	25	nA
				27.5			27.5			27.5	nA
			25			25			25		pA/°C
			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
INPUT Input Impedance Differential Common-Mode Input Voltage Range ² Common-Mode Rejection at 60Hz with 1k Ω Source Imbalance G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	V _S = +2.5V to $\pm 6V$ V _{CM} = +3.5V to -5.15V V _{CM} = +3.5V to -5.15V V _{CM} = +3.5V to -5.15V V _{CM} = +3.5V to -5.15V	(-V _S) - 0.15		(+V _S) - 1.5	(-V _S) - 0.15		(+V _S) - 1.5	(-V _S) - 0.15		(+V _S) - 1.5	G Ω pF G Ω pF V
OUTPUT Output Swing	R _L = 10k Ω V _S = $\pm 5V$ R _L = 100k Ω	(-V _S) + 0.2		(+V _S) - 0.5	(-V _S) + 0.2		(+V _S) - 0.5	(-V _S) + 0.2		(+V _S) - 0.5	V
		(-V _S) + 0.05		(+V _S) - 0.15	(-V _S) + 0.05		(+V _S) - 0.15	(-V _S) + 0.05		(+V _S) - 0.15	V
DYNAMIC RESPONSE Small Signal -3dB Bandwidth G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 SlewRate SettlingTime to 0.01% G = 1 G = 10	V _S = $\pm 5V$, 5V Step		800			800			800		kHz
			100			100			100		kHz
			10			10			10		kHz
			2			2			2		kHz
			0.3			0.3			0.3		V/ μs
			30			30			30		μs
			20			20			20		μs

2.2.3 单电源和双电源下的工作特性

Model Specification	Conditions	AD623A Min Typ Max	AD623ARM Min Typ Max	AD623B Min Typ Max	Units
NOISE					
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI Noise = $\sqrt{(e_{ni})^2 + (e_{no}/G)^2}$	35	35	35	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Input, Voltage Noise, e_{ni}		50	50	50	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Output, Voltage Noise, e_{no}	$f = 1 \text{ kHz}$	3.0	3.0	3.0	$\mu\text{V p-p}$
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz		1.5	1.5	1.5	$\mu\text{V p-p}$
$G = 1$		100	100	100	fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$G = 1000$		1.5	1.5	1.5	pA p-p
Current Noise					
0.1 Hz to 10 Hz					
REFERENCE INPUT					
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$	100	100	100	k Ω
I_{IN}		$\pm 20\%$	$\pm 20\%$	$\pm 20\%$	μA
Voltage Range		+50	+50	+50	V
Gain to Output		$-V_S$	$-V_S$	$-V_S$	V
		1 ± 0.0002	1 ± 0.0002	1 ± 0.0002	
POWER SUPPLY					
Operating Range	Dual Supply Single Supply	± 2.5	± 2.5	± 2.5	V
Quiescent Current		+3	+3	+3	V
Over Temperature		375	375	375	μA
		575	575	575	μA
		625	625	625	μA
TEMPERATURE RANGE					
For Specified Performance		-40 to +85	-40 to +85	-40 to +85	$^{\circ}\text{C}$

注：1. 不包括外接电阻 R_G 的影响。

2. 一个输入端接地。 $G=1$

参数如有更改，恕不另行通知。

2.3 典型特性曲线

(除非另有说明，均为在25 $^{\circ}\text{C}$ 下， $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $R_C = 10\text{k}\Omega$)

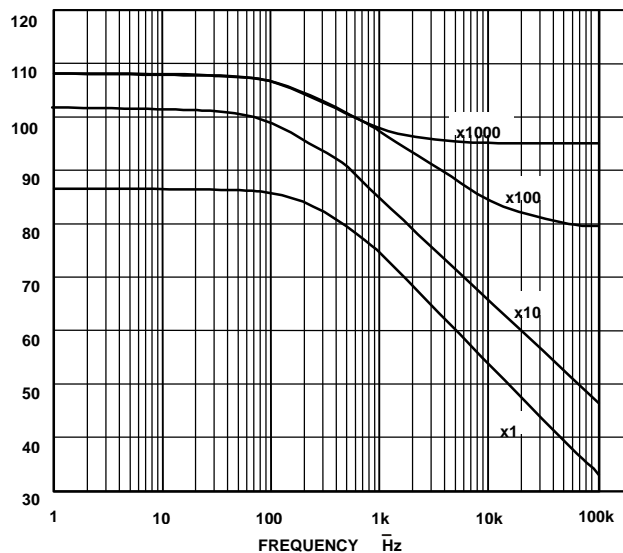


图1 共模抑制和频率的关系 ($V_S = +5\text{V}$)

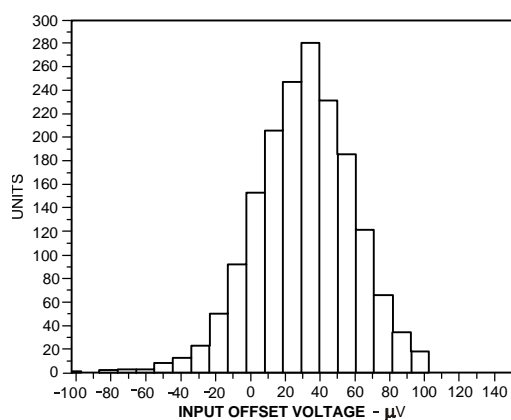


图2 输入失调电压的典型分布；
封装选项N-8，R-8

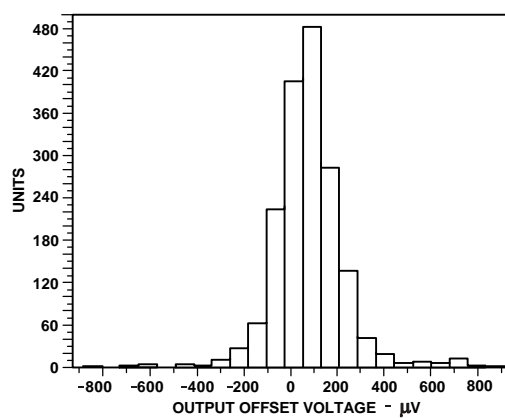


图3 输出失调电压的典型分布；
封装选项N-8，R-8

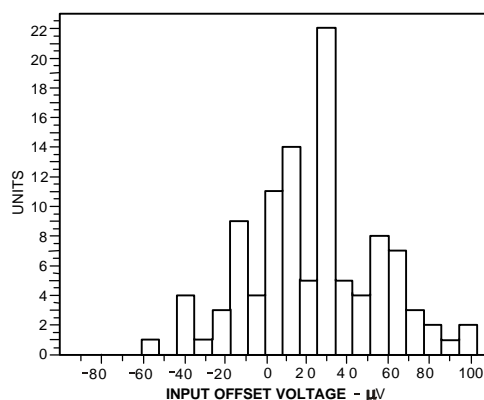


图4 输入失调电压的典型分布； $V_S = +5V$ ，
单电源， $V_{REF} = -0.125V$ ；封装选项N-8，R-8

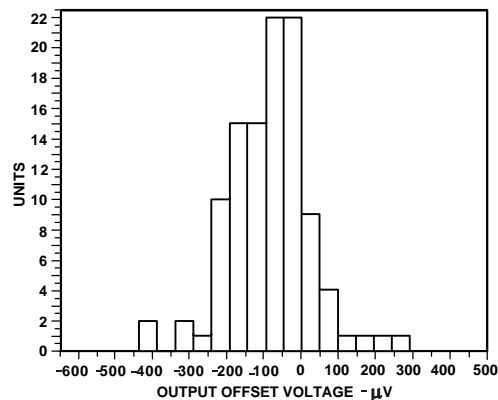


图5 输出失调电压的典型分布； $V_S = +5V$ ，
单电源， $V_{REF} = -0.125V$ ；封装选项N-8，R-8

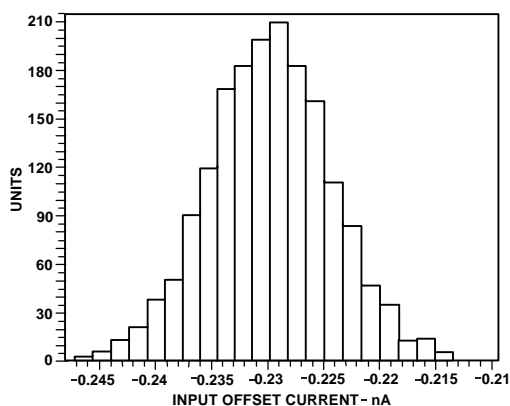


图6 输入失调电流的典型分布；
封装选项N-8，R-8

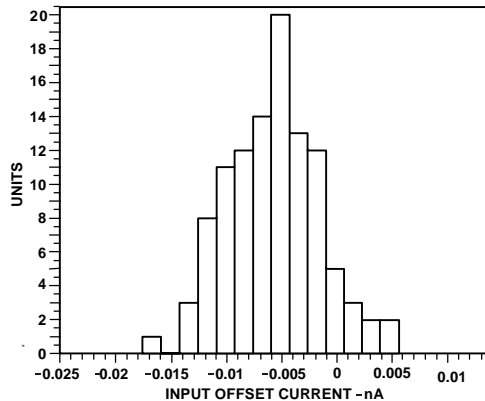


图7 输入失调电流的典型分布， $V_S = +5V$ ，
单电源， $V_{REF} = -0.125V$ ；封装选项N-8，R-8

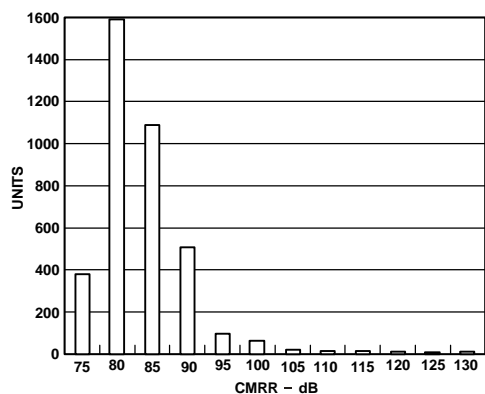


图8 共模抑制比的典型分布 (G=1)

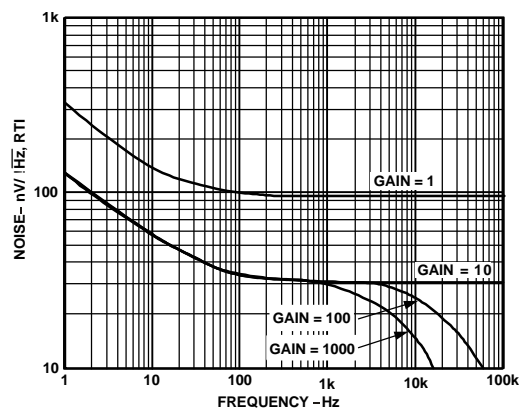


图9 电压噪声谱密度与频率的关系

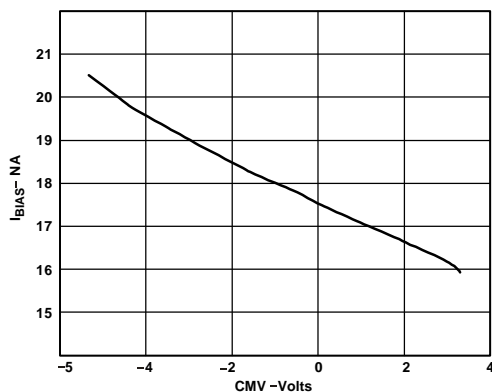
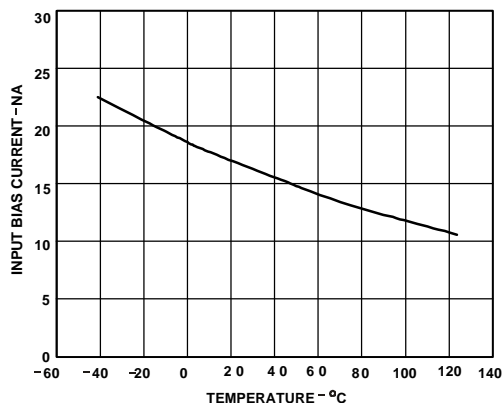
图10 I_{BIAS} 与 CMV 的关系, $V_S = \pm 5V$ 

图11 输入偏置电流与温度的关系

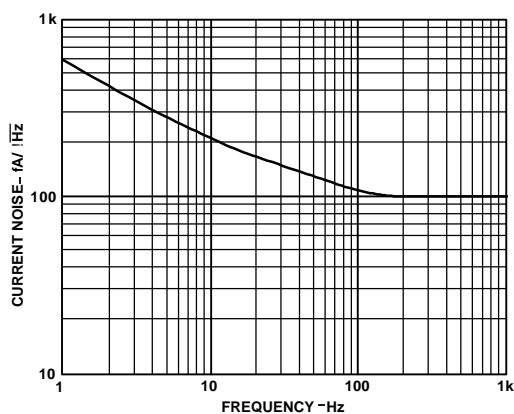
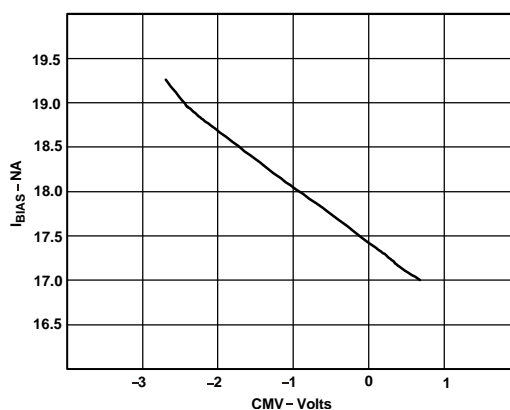


图12 电流噪声谱密度与频率的关系

图13 I_{BIAS} 与 CMV 的关系, $V_S = \pm 2.5V$

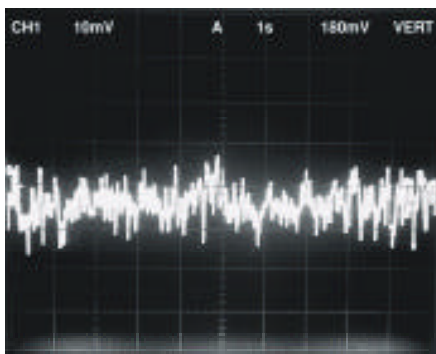


图14 0.1Hz到10Hz电流噪声 (0.71pA/Div)

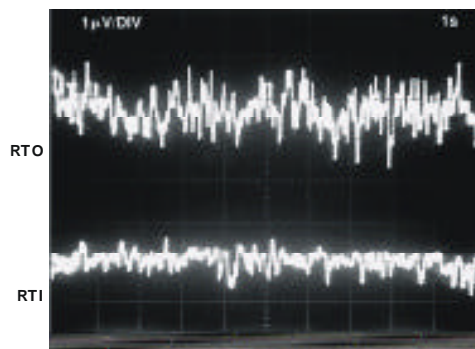
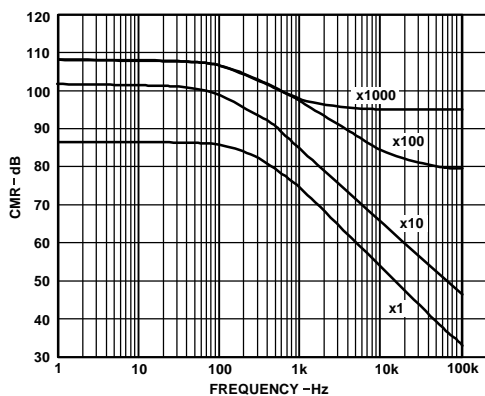
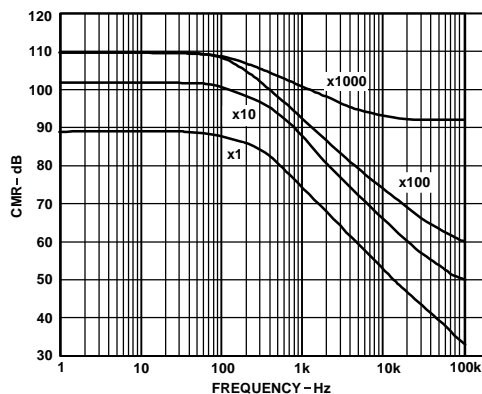
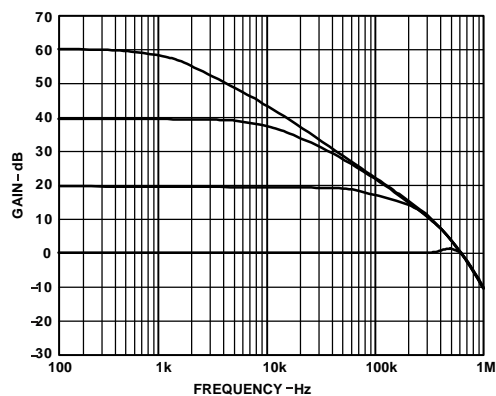
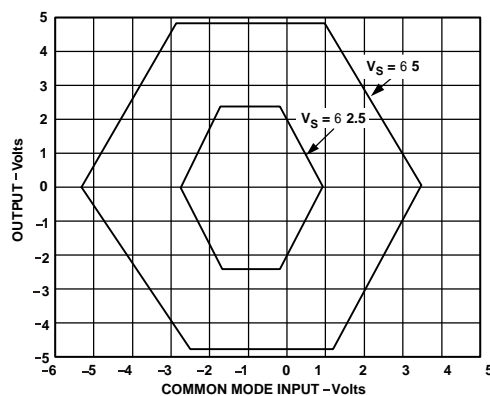


图15 0.1Hz到10Hz RTI电压噪声

图16 共模抑制 (CMR) 与频率的关系,
 $V_S = +5V$, $V_{REF} = 2.5V$ 图17 共模抑制 (CMR) 与频率的关系,
 $V_S = \pm 5V$ 图18 增益与频率的关系,
 $V_S = +5V$, $V_{REF} = 2.5V$ 图19 最大输出电压与共模输入电压
的关系, $G=1$, $R_L=100k$

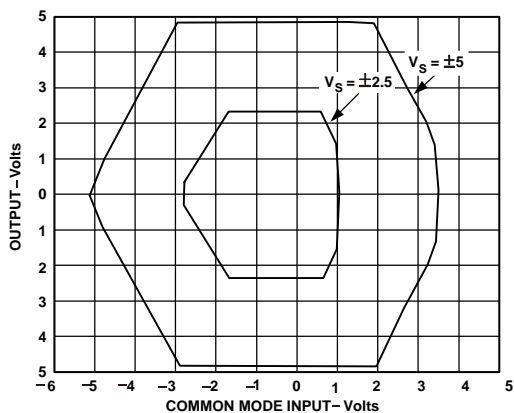


图20 最大输出电压与共模输入电压的关系, $G = 10$, $R_L = 100k$

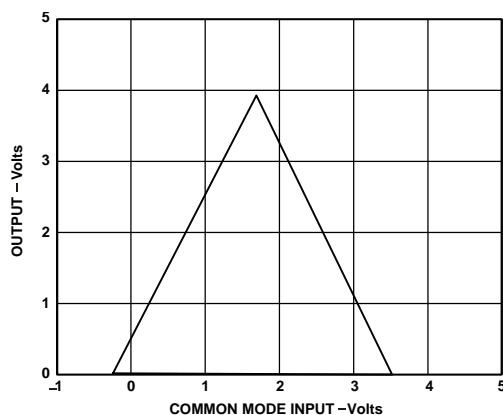


图21 最大输出电压和共模输入电压的关系, $G = 1$, $V_S = +5V$, $R_L = 100k$

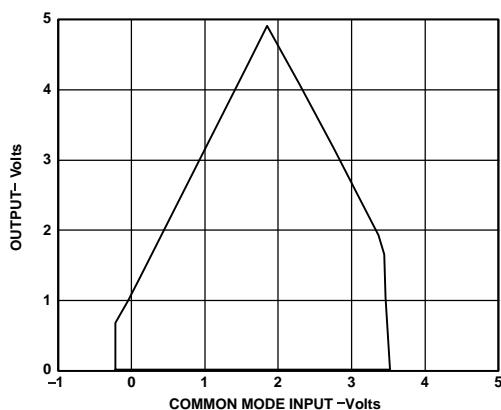


图22 最大输出电压和共模输入电压的关系, $G = 10$, $V_S = +5V$, $R_L = 100K$

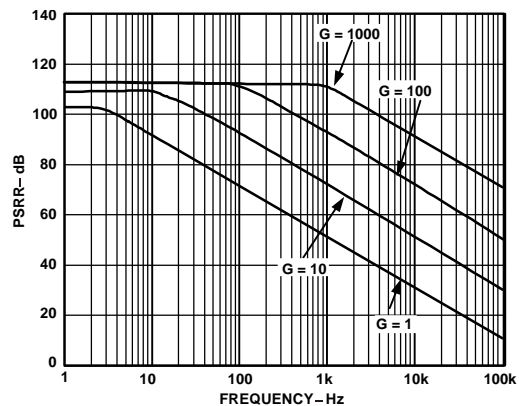


图23 正电源抑制比与频率的关系, $V_S = \pm 5V$

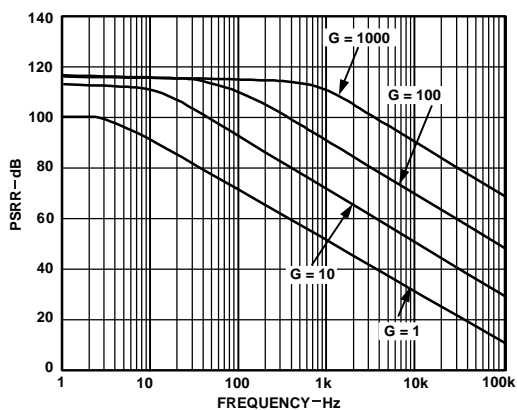


图24 正电源抑制比与频率的关系, $V_S = +5V$

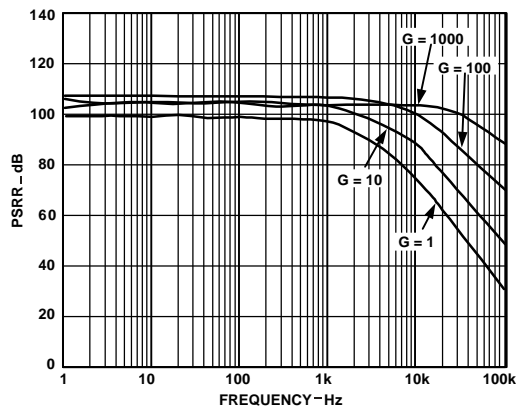
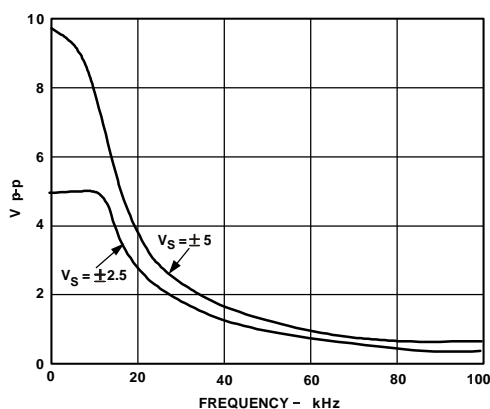
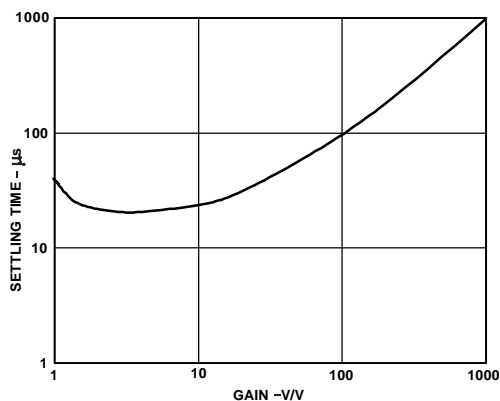
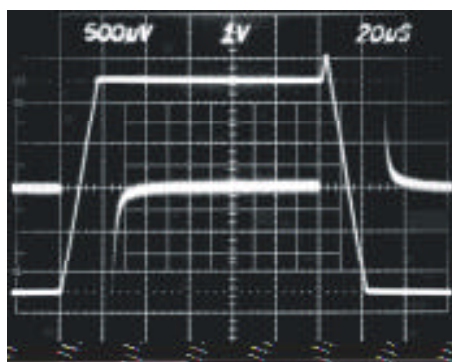
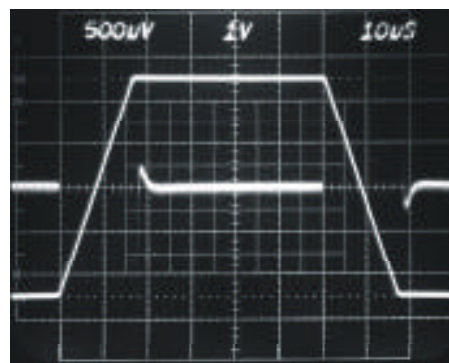
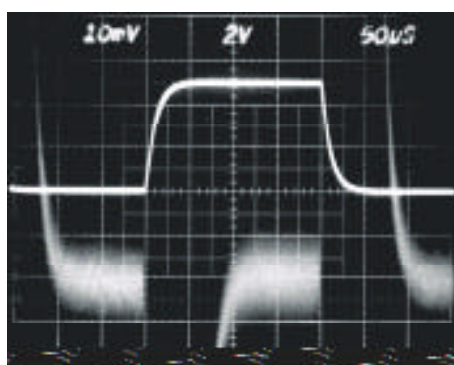
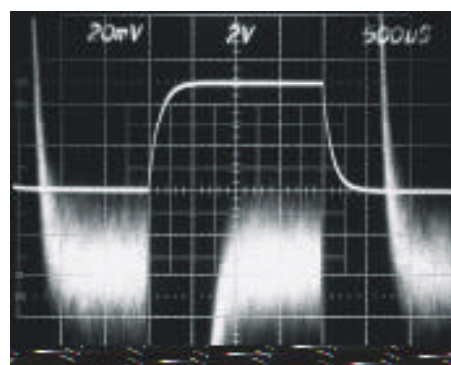


图25 负电源抑制比与频率的关系, $V_S = \pm 5V$

图26 大信号响应, $G = 10$ 图27 输出端产生5V阶跃, 到终值0.01%的建立时间与增益的关系, $C_L=100\text{pF}$, $V_S=\pm 5\text{V}$ 图28 大信号脉冲响应和建立时间, $G=-1$ ($0.250\text{mV}=0.01\%$), $C_L=100\text{pF}$ 图29 大信号脉冲响应和建立时间, $G=-10$ ($0.250\text{mV}=0.01\%$), $C_L=100\text{pF}$ 图30 大信号脉冲响应和建立时间, $G=100$, $C_L=100\text{pF}$ 图31 大信号脉冲响应和建立时间, $G=-1000$ ($5\text{mV}=0.01\%$), $C_L=100\text{pF}$

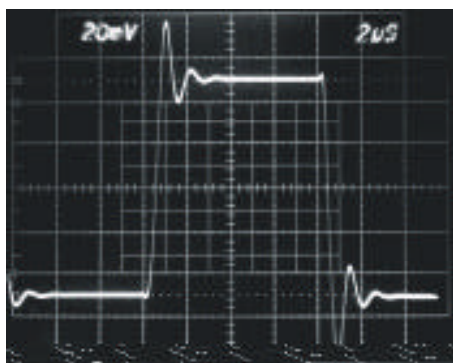


图32 小信号脉冲响应，
 $G=1$ ， $R_L=10k$ ， $C_L=100pF$

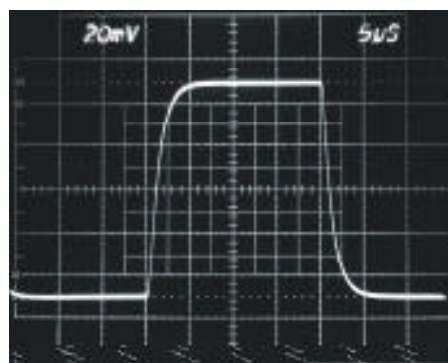


图33 小信号脉冲响应，
 $G=10$ ， $R_L=10k$ ， $C_L=100pF$

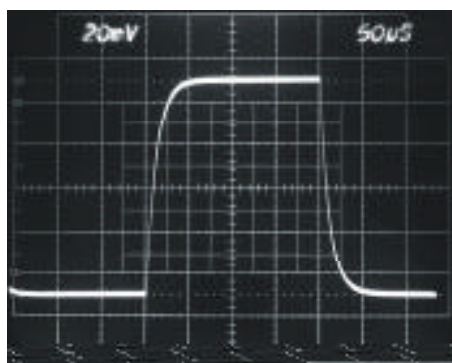


图34 小信号脉冲响应，
 $G=100$ ， $R_L=10k$ ， $C_L=100pF$

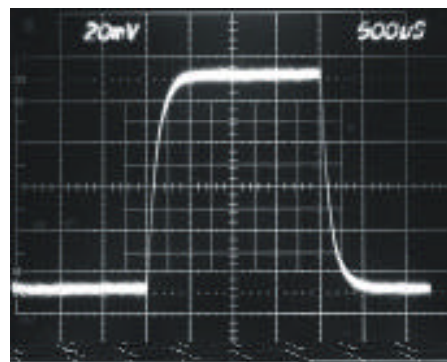


图35 小信号脉冲响应，
 $G=1000$ ， $R_L=10k$ ， $C_L=100pF$

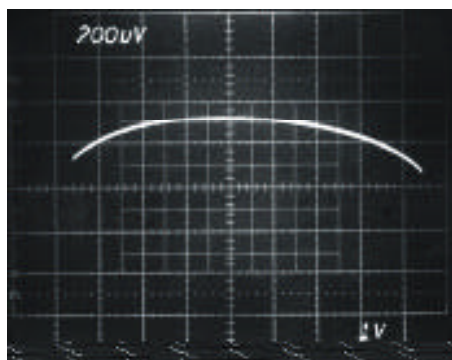


图36 增益非线性， $G=-1$ (50ppm/Div)

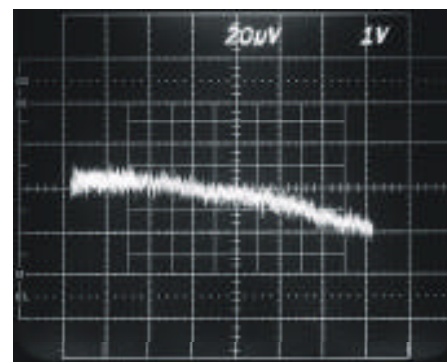


图37 增益非线性， $G=-10$ (6ppm/Div)

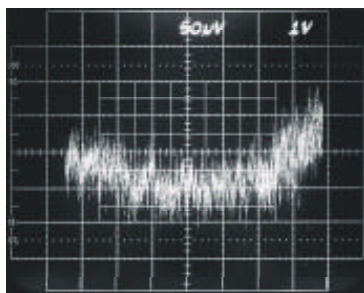


图38 增益非线性，G=-100（15ppm/Div）

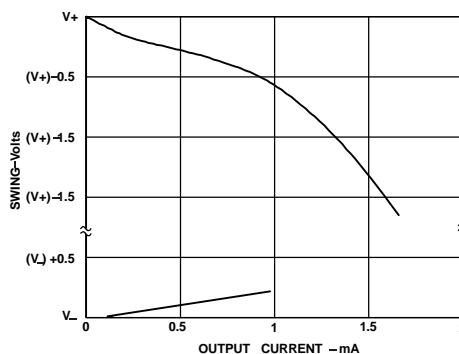


图39 输出电压摆幅与输出电流的关系

三、工作原理

AD623是基于改进的传统三运放方案的仪表放大器，即使共模电压达到电源负限时，它也能确保单电源或双电源工作。低的输入输出电压失调，绝对的增益精确性，并且只需一只外接电阻设置增益，使AD623成为同类产品最通用的仪表放大器之一。

输入信号加到作为电压缓冲器的PNP晶体管上，并且提供一个共模信号到输入放大器（图40）。每个放大器接入一个精确的50k 的反馈电阻以保证增益可编程。差分输出为：

$$V_O = (1 + \frac{100k\Omega}{R_G})V_C$$

然后差分电压通过输出放大器转变为单端电压，该放大器也能抑制输入放大器输出信号中的任何共模电压。

由于所有放大器的输出摆幅都能达到电源的正、负限，且它们的共模输入电源范围都扩展至电源负限以下，所以AD623可工作的范围得到进一步扩展（图19和图20）。

6脚的输出电压以5脚的电位为基准进行测量。基准端（5脚）的阻抗是100k 。在需要电压/电流转换的运用中仅仅需要在5脚与6脚之间连接一只小电阻。

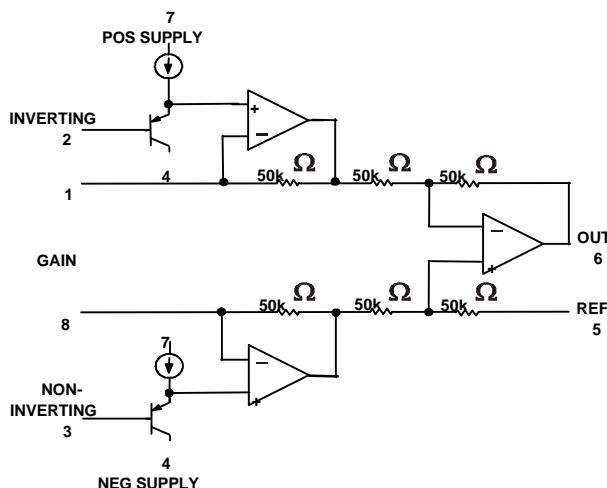


图40 简化原理图

由于所有的放大器都是电压反馈型放大器，所以AD623的带宽随增益的增大而减小。在单位增益下，输出放大器限制了带宽。因此，即使在更高增益下，AD623的带宽并不下降很快。

四、应用

4.1 基本连接

图41所示为AD623的基本连接电路。 $+V_S$ 和 $-V_S$ 端接电源，电源可以是双极性（ $V_S = \pm 2.5V$ 到 $\pm 6V$ ），也可以是单电源（ $+V_S = 3.0V$ 到 $12V$ ， $-V_S = 0$ ）。电源须在靠近器件电源引脚处加电容去耦。去耦电容最好选用 $0.1\mu F$ 表面安装的陶瓷片状电容和 $10\mu F$ 的钽电解电容。

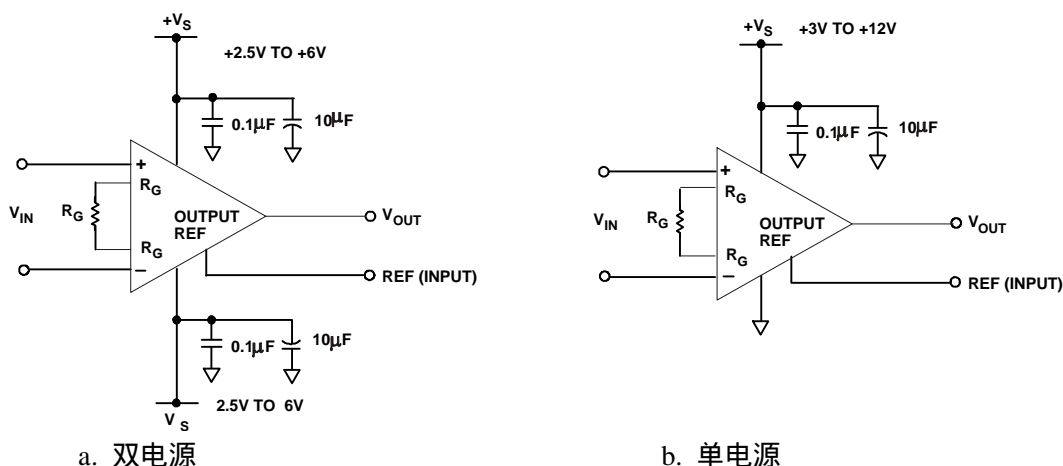


图41 基本连接

单端（将 $-1N$ 或 $+1N$ 中的一端接地）或差分的输入电压，以可编程的增益进行放大。输出信号表现为输出引脚与 REF 上外接电压的差值。当输出以地为基准时， REF 脚必须接地。

4.2 增益选择

AD623的增益由 R_G 进行电阻编程，或更准确的说，由1脚与8脚之间的阻抗来决定。AD623被设计为使用 $0.1\% \sim 1\%$ 容限的电阻提供精确的增益。表1列出了不同增益所需的 R_G 阻值。注意，当 $G=1$ 时， R_G 端不连接（ $R_G = \infty$ ）。对于任意的增益值， R_G 可由以下公式计算：

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

表1 增益电阻所需阻值

所需增益	1%精度的 R_G 标准值，	使用1%精度电阻时增益计数值
2	100k	2
5	24.9k	5.02
10	11k	10.09
20	5.23k	20.12
33	3.09k	33.36
40	2.55k	40.21
50	2.05k	49.78
65	1.58k	64.29
100	1.02k	99.04
200	499	201.4
500	200	501
1000	100	1001

4.3 基准端

基准端电位定义了零输出电压，当负载与系统中其它部分不精确共地时，此端特别有用。它提供了一个为输出端直接加入一个精确偏移的方法。当放大双极型信号时，基准端也很有用，因为它可用作提供虚拟地电压。基准端的电压可在 $-V_S$ 到 $+V_S$ 之间变化。

4.4 输入和输出失调电压

由于输入误差和输出误差两个方面的原因使得AD623的误差较小。针对输入来说，输出误差要除以编程增益值。实际上，在增益较高时，输入误差占主要部分，而增益较低时，输出误差占主要部分。在给定增益时的总的 V_{OS} 计算如下：

针对输入的总误差=输入误差+（输出误差/增益）

针对输出的总误差=（输入误差×增益）+输出误差

不同增益下，针对输入的失调误差和噪声电压如表2所示。

表2 针对输入的误差来源

增益	最大总输入失调误差 μV		最大总输入失调漂移 $\mu V/$		以输入端为基准的总噪声 (nV/\sqrt{Hz})
	AD623A	AD623B	AD623A	AD623B	
1	1200	600	12	11	62
2	700	350	7	6	45
5	400	200	4	3	38
10	300	150	3	2	35
20	250	125	2.5	1.5	35
50	220	110	2.2	1.2	35
100	210	105	2.1	1.1	35
1000	200	100	2	1	35

4.5 输入保护

AD623内部以电源为基准的箝位二极管允许输入端、基准端、输出端和增益调整端能安全的承受高于或低于电源0.3V的过电压。这点对于任意增益，不管电源通电或断电状态都有效。由于信号源和放大器可能会分别供电，所以后者更是特别重要。

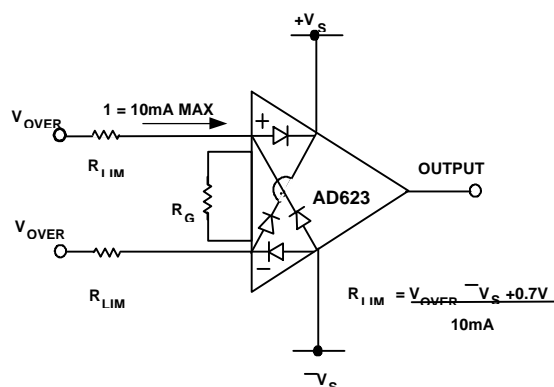


图42 输入保护

如果过电压超过此值，通过二极管的电流须通过外接限流电阻限制在10mA左右，如图42所示。电阻的大小由电源电压和需要保护的过电压大小决定。

4.6 射频干扰

所有的仪表放大器都能将通带外的高频信号整流。整流后，这些信号在输出中表现为直流失调误差。如图43所示，一个低通滤波器可用来防止不必要的噪声到达差分输入端。一只电容跨接在仪表放大器的两个输入端上与两只电阻一起形成一个差分低通滤波器。应用差分连接的电容带来的另一个好处是减少了共模电容的不平衡，有助于保持对高频信号的共模抑制。在传感器是RTD或者电阻应变仪的应用中，如果传感器在物理上与放大器输入端接近，则滤波电阻的影响可忽略不计。必须注意电阻的容限或不匹配问题，不良布线和过大的电阻热噪声（由大的电阻阻值引起）都可以降低滤波器的效果。

在很多应用中，屏蔽电缆被用来减小噪声；为了在整个频率范围内得到最好的共模抑制，屏蔽层必须正确的连接。如图44所示，配置一个有源保护驱动（Active Guard Drive）用连接（bootstrapping）输入电缆屏蔽层电容的方法来改善交流共模抑制，这样就能使两输入端之间的电容不匹配达到最小。

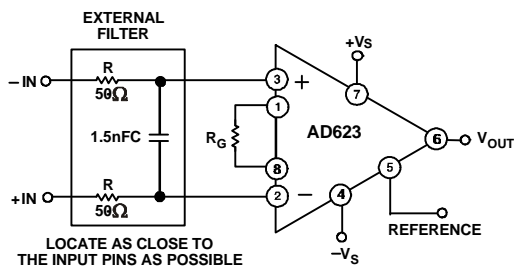


图43 射频干扰衰减电路

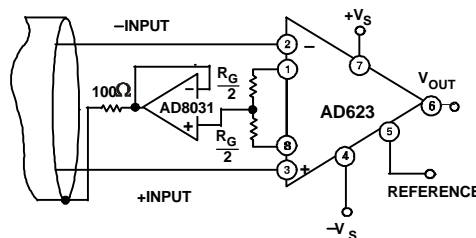


图44 共模屏蔽层驱动

4.7 接地

由于AD623的输出电压设计为相对于基准端的电位，所以简单的将REF引脚连接至“本地地电平”（local ground）就可解决许多接地的问题。但是，为得到最佳的共模抑制，REF引脚必须接到一个低阻抗点。建议使用接地平面（ground planes）以减小回地阻抗（并且减小直流误差）。为了使低电平模拟信号与数字的噪声环境隔离，许多数据采集器件有分离的模拟地和数字地回路（图45）。混合信号元件如模数转换器的所有接地引脚必须通过“高质量”的接地平面回地。将接地平面连接回到电源可以达到模拟和数字信号间的最大隔离。一般来说，模数转换器（ADC）数字部分的回地电流，流入模拟接地平面，对噪声性能的影响很小。

如果仅有一个电源，模拟电路和数字电路就必须共用同一电源。图46所示为怎样使模拟电路和数字电路间的干扰最小。象前面那种情况一样，必须使用分离的模拟接地平面和数字接地平面（适当宽度的布线可代替数字接地平面）。接地平面必须连接到电源的地引脚。从供电电源到数字电路和模拟电路的电源引脚必须分开布线。在理想情况下，每个器件都必须有各自的电源布线，但只要同一布线中不同时通过数字电路电流和模拟电路电流，就可以由几个器件共用该布线。

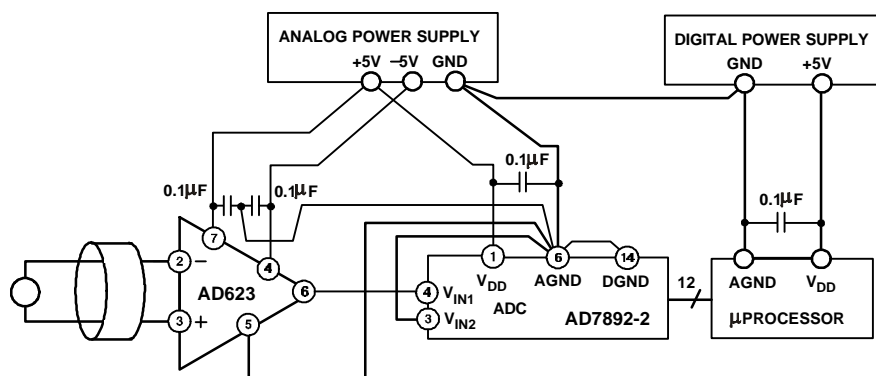


图45 双极性电源环境下最优接地实例——分离的模拟和数字电源

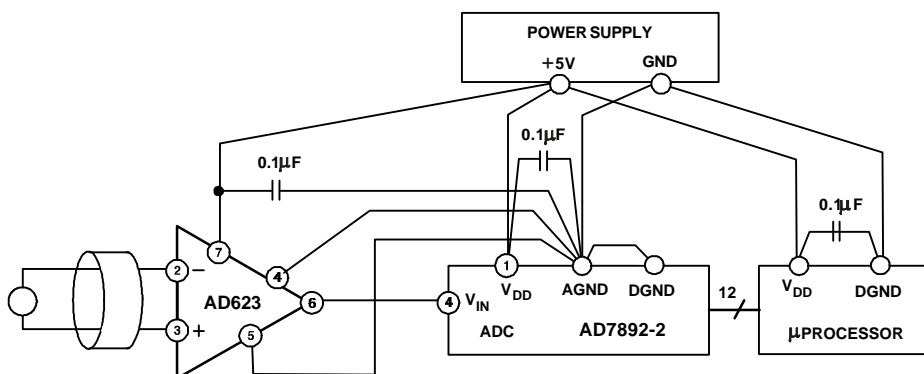


图46 单电源环境下最优接地实例

4.8 输入偏置电流回地

输入偏置（bias）电流是那些为放大器中的输入晶体管提供偏置的直流电流，通常是晶体管的基极电流。当放大“浮空”的输入源如变压器或交流耦合的信号源时，必须有一个到每个输入端的直接的直流通路，以使偏置电流能流过。图47显示了在变压器耦合，电容交流耦合和热电耦的应用中，如何提供一个偏置电流通路。在直流耦合阻性电桥应用中，由于偏置电流简单地从电桥电源通过电桥流入放大器，所以通常不需要提供此通路。但是，如果从两个输入端看过去的阻抗很大并且有很大差值（ $>10k$ ），输入级的失调电流将引起与放大器的输入失调电压成比例的直流误差。

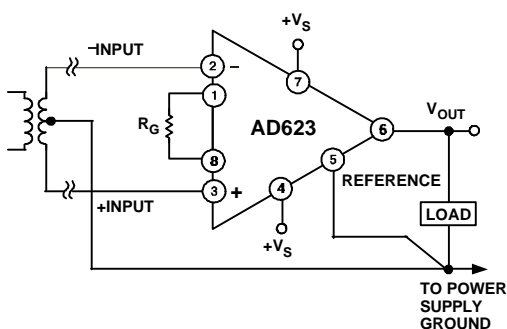


图47a 变压器耦合输入时偏置电流的回地

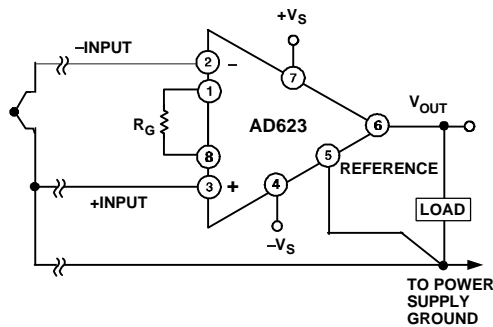


图47b 热电耦输入时偏置电流的回地

表3 缓冲选项

电桥电路由+5V电源供电。因此，电桥的满幅度输出电压（ $\pm 10\text{mV}$ ）有2.5V的共模电平。AD623除去共模部分，将输入信号放大100倍（ $R_G=1.02\text{k}\Omega$ ），产生 $\pm 1\text{V}$ 的输出信号。为防止此信号进入AD623的地电平，REF引脚上的电压必须提升到至少1V。此例中，AD7776模数转换器的2V基准电压被用来偏置AD623的输出电压到 $2\text{V} \pm 1\text{V}$ 。该电压与模数转换器的输入范围相符。

在-200 到+200 的温度范围内，J型热电偶提供的电压范围从-7.890mV至10.777mV。AD623的增益编程为100 ($R_G=1.02k\Omega$)，而REF引脚加上2V电压，产生的AD623的输出电压范围相对于地电平从1.110V至3.077V。

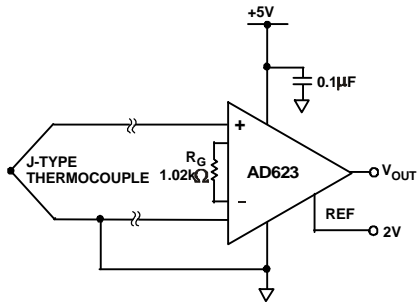


图50 放大低共模电压的双极型信号

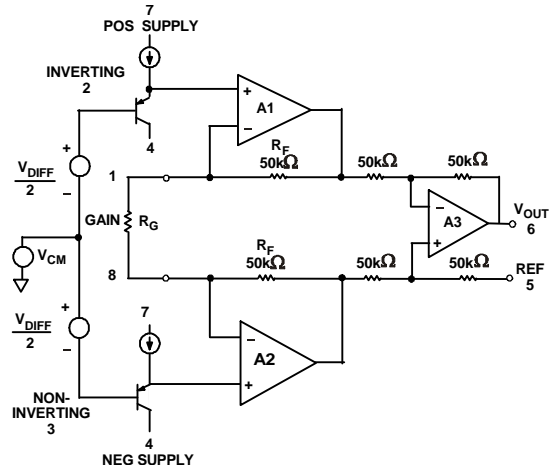


图51 简化框图

4.12 输入差分与共模范围与电源和增益的关系

图51所示为AD623的简化框图。放大器A1和A2的输出端电压由以下方程给定：

$$V_{A1} = V_{CM} + V_{DIFF}/2 + 0.6V + V_{DIFF} \times R_F/R_G$$

$$= V_{CM} + 0.6V + V_{DIFF} \times (1/2 + R_F/R_G)$$

$$= V_{CM} + 0.6V + V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

$$V_{A2} = V_{CM} - V_{DIFF}/2 + 0.6V - V_{DIFF} \times R_F/R_G$$

$$= V_{CM} + 0.6V - V_{DIFF} \times (1/2 + R_F/R_G)$$

$$= V_{CM} + 0.6V - V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

这些内部节点的电压严格的决定了输出电压是否会被削波。 V_{A1} 和 V_{A2} 的电压在削波发生前可在电源负限以上10mV到电源正限以内100mV范围内摆动。基于这一点，最大和最小输入共模电压由以下方程给定：

$$V_{CM\text{MAX}} = V_+ - 100\text{mV} - 0.6V - V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

$$V_{CM\text{MIN}} = V_- + 10\text{mV} - 0.6V + V_{DIFF} \times \text{Gain}/2$$

这些方程可被重新组织以给出在特定(固定不变)的共模电压和增益下最大的正、负差分电压，例如，

$$V_{DIFF\text{MAX}} = (V_+ - 100\text{mV} - 0.6V - V_{CM}) / \text{Gain}$$

$$V_{DIFF\text{MIN}} = (V_{CM} - V_- - 10\text{mV} + 0.6V) / \text{Gain}$$

注意，这些方程假设差分输入电压是双极型。于是REF引脚不得不偏置于电源的中间电位以得到最大摆幅。如果差分输入信号是单极型的(如正极型)，REF引脚可以接地，于是方程中的信号大小可以是原来值的两倍，我们也可以重新组织这些方程来预测在一系列固定的输入条件下最大可编程增益值，例如，

$$\text{Gain}_{\text{MAX}} = (V_+ - 100\text{mV} - 0.6V - V_{CM}) / V_{DIFF\text{MAX}}$$

$$\text{Gain}_{\text{MAX}} = (V_{CM} - V_- - 10\text{mV} + 0.6V) / V_{DIFF\text{MIN}}$$

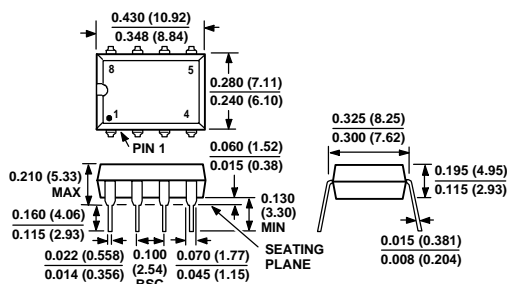
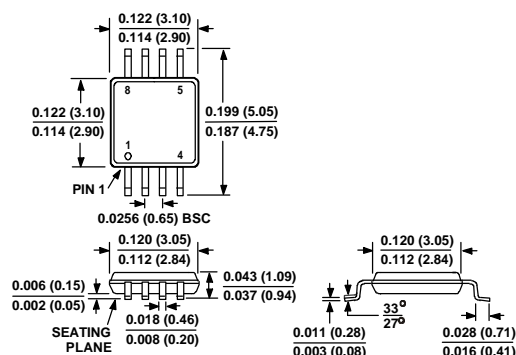
最大增益值将取这两个结果中的较小值。注意这些方程也假设输入信号是双极型，并且REF引脚接在电源的中点电位。表4给出了不同输入条件下最大增益和最终的输出摆幅。注意，输出电压以REF引脚的电压作为基准。

表4 差分输入条件下最大增益和最终输出摆幅

V_{CM}	V_{DIFF}	REF 引脚	电源 电压	最大 增益	精度1%的最接近 的增益电阻	最终增益	输出摆幅
0V	$\pm 10\text{mV}$	2.5V	+5V	118	845	119.3	$\pm 1.2\text{V}$
0V	$\pm 100\text{mV}$	2.5V	+5V	11.8	9.31k	10.7	$\pm 1\text{V}$
0V	$\pm 10\text{mV}$	0V	$\pm 5\text{V}$	430	232	432	$\pm 4.32\text{V}$
0V	$\pm 100\text{mV}$	0V	$\pm 5\text{V}$	43	2.37k	43.2	$\pm 4.32\text{V}$
0V	$\pm 1\text{V}$	0V	$\pm 5\text{V}$	4.3	30.1k	4.32	$\pm 4.32\text{V}$
1.9V	$\pm 10\text{mV}$	2.5V	+5V	240	422	237.9	$\pm 2.37\text{V}$
1.9V	$\pm 100\text{mV}$	2.5V	+5V	24	4.32k	24.1	$\pm 2.4\text{V}$
1.9V	$\pm 1\text{V}$	2.5V	+5V	2.4	71.5k	2.4	$\pm 2.4\text{V}$
2.5V	$\pm 10\text{mV}$	2.5V	+5V	180	562	178.9	$\pm 1.79\text{V}$
2.5V	$\pm 100\text{mV}$	2.5V	+5V	18	5.9k	17.95	$\pm 1.79\text{V}$
2.5V	$\pm 1\text{V}$	2.5V	+5V	1.8	124k	1.80	$\pm 1.80\text{V}$

4.13 外形尺寸

所标尺寸为英寸和（毫米）。

8-Lead Plastic DIP
(N-8)8-Lead microSOIC
(RM-8)8-Lead SOIC
(R-8)