

低噪声精密仪表放大器

产品特性

- 一个外接电阻设置增益范围从 1 到 10,000
- 高共模抑制比: 93 dB min, G = 10
- 低输入失调电压: 125 μ V (最大值)
- 低输入失调电压漂移: 0.1 μ V/ $^{\circ}$ C
- 低输入偏置电流: 2 nA (最大值)
- 低输入电压噪声: 6.5 nV/ \sqrt Hz
- 低频噪声: 0.2 μ V_{P-P} (0.1 至 10 Hz, G = 100)
- 带宽: 100 kHz 当 G = 100
- 供电电流: 1.3 mA
- 供电电压: \pm 2.3 V 至 \pm 18 V
- 宽温度范围: -40 $^{\circ}$ C 至 +85 $^{\circ}$ C

应用

- 精密数据采集
- 心电监护设备
- 仪器仪表
- 桥式电路等传感器信号调理
- 工业控制

产品简介

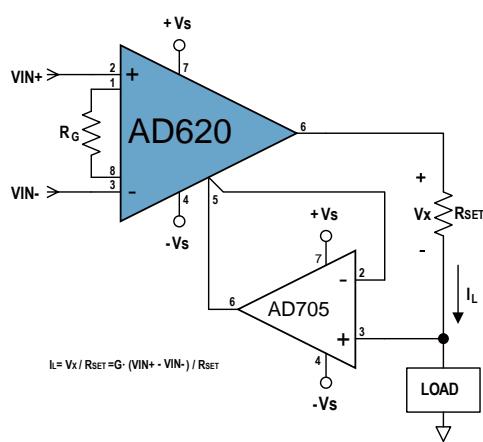
AD620精密、低噪声仪表放大器可以在使用一个电阻的情况下设置增益范围从 1 到 10,000。

AD620采用经典的三运放结构, 可以提供高共模抑制比(当增益为 10 时达到 93 dB 以上), 从而可以在大的外界干扰情况下对有用信号准确放大。这在精密信号采集、桥式电路、热电偶及医疗信号采集(如 ECG, EEG 等) 中经常会遇到的情形。

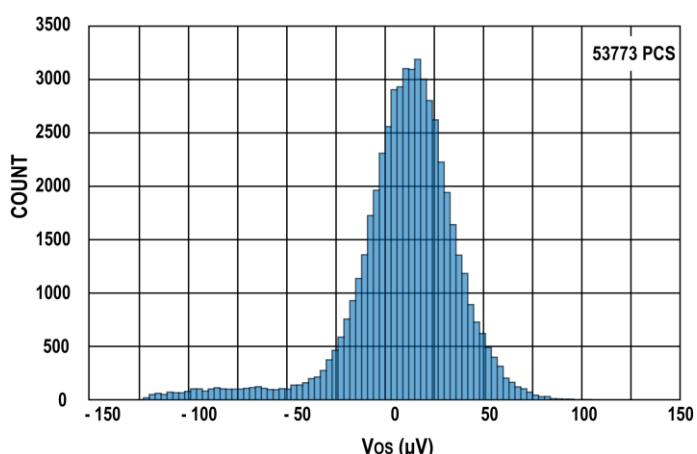
AD620具备精密的直流特性和快速的交流特性。其输入失调电压低于 125 μ V, 漂移温度系数典型值为 0.1 μ V/ $^{\circ}$ C, 输入偏置电流在 2 nA 以内, 从而可以极大简化系统校准成本。它在 1 kHz 的噪声为 56. nV/ \sqrt Hz, 当增益为 100 时, 0.1 至 10 Hz 的噪声为 0.2 μ V_{P-P}, 使其非常适合精密电路的第一级放大。在增益为 10 时, AD620 的带宽为 400 kHz、压摆率为 1.2 V/ μ s 及 0.01% 建立时间 13 μ s, 使其可以用于精密多通道切换的数据采集系统。AD620 在 -40 $^{\circ}$ C 至 +85 $^{\circ}$ C 的宽温度范围内保证性能。它最高供电电压达到 \pm 18 V, 最低可以到 \pm 2.3 V。

AD620封装形式为 8 引脚 SOIC。

V-I 转换电路



典型特性



目录

产品特性	1	REF 端输入	14
应用	1	输入保护	14
产品简介	1	输入偏流回路的建立	14
V-I 转换电路	1	供电、去耦及上电时序	15
典型特性	1	接地	15
版本修订记录 (发布版 A)	2	AD620与自搭仪表放大器比较	15
引脚配置与功能	4	AD620与零漂集成仪表放大器的比较	16
绝对最大额定值	5	与桥式电路接口	17
热阻	5	精密电流源设计	17
ESD (静电放电) 等级	5	精密电流检测	18
技术规格	6	精密输入模块电路	19
典型特性	8	封装信息	20
工作原理	12	采购信息	21
应用信息	13	产品订货型号	21
增益设定	13	相关器件	22
失调电压	14		

版本修订记录 (发布版 A) 1



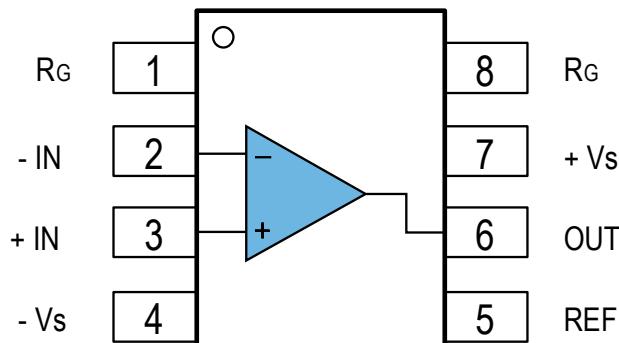
DINGKIN

AD620

四路二输入与非门

2023年6月——发布版

引脚配置与功能



引脚名称	引脚编号	I/O	功能描述
R _G	1	AI	增益设置电阻连接
- IN	2	AI	反向输入端
+ IN	3	AI	同向输入端
- V _S	4	P	负电源
REF	5	AI	输出参考电平输入
OUT	6	AO	信号输出端
+ V _S	7	P	正电源
R _G	8	AI	增益设置电阻连接

绝对最大额定值¹

参数	额定值
电压电源	$\pm 18\text{ V}$
输入范围	$\pm V_S$
差分电压输入范围 ($G = 1$ 至 10)	25 V
工作温度范围	- 40°C 至 85°C
存储温度范围	- 65°C 至 150°C
结温范围	150°C
引脚温度 (焊接, 10 秒)	260°C

热阻²

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
8 引脚 SOCI 封装	130	43	$^\circ\text{C/W}$

ESD (静电放电) 等级³

静电放电 (ESD)	值	单位
人体模型(HBM), 遵照 ANSI / ESDA / JEDEC JS-001	± 1500	V

¹ 除非另有说明, 这些额定值均相对于 25°C 而言。
注意, 超出上述绝对最大额定值可能会导致产品永久性损坏。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。这只是最大额定值, 不表示在这些条件下或者在任何其它超出本规格的条件下, 器件能够正常工作。

² θ_{JA} 针对器件焊接在电路板上以实现表贴封装的最坏条件。
³ 带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品有专有保护电路, 但在遇到高能量 ESD 时, 器件可能会损坏。因此, 应当采取适当的 ESD 防范措施以避免器件性能下降或功能丧失。

技术规格

“●”表示额定全工作温度范围 (-40 °C 至 85 °C) 下的规格，除非另有说明，其他规格的适用条件为 $V_S = \pm 15.0 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的典型值。

参数	符号	测试条件/封装形式	最小值	典型值	最大值	单位
增益 $G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega / R_G)$						
增益范围			1		10,000	
增益误差	GE	$V_{OUT} = \pm 10 \text{ V}$				
$G = 1$			- 0.10		0.10	%
$G = 10$			- 0.30		0.30	%
$G = 100$			- 0.30		0.30	%
$G = 1,000$			- 0.70		0.70	%
增益非线性度		$G = 1-100, V_{OUT} = -10 \text{ V}$ 至 $+10 \text{ V}$				
		$R_L = 10 \text{ k}\Omega$		10	50	ppm
		$R_L = 2 \text{ k}\Omega$		10	95	ppm
增益温度系数		$G = 1$			10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		$G > 1^1$			50	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
失调电压	V_{OS}	折合到输入端总失调电压 = $V_{OSI} + V_{Oso} / G$				
输入失调电压	V_{OSI}	$V_S = \pm 4.5 \text{ V}$ 至 $\pm 16.5 \text{ V}$	- 125		125	μV
平均温漂	TCV_{OSI}	$V_S = \pm 4.5 \text{ V}$ 至 $\pm 16.5 \text{ V}$		0.1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输出失调电压	V_{Oso}	$V_S = \pm 4.5 \text{ V}$ 至 $\pm 16.5 \text{ V}$	- 1000	200	1000	μV
平均温漂	TCV_{Oso}	$V_S = \pm 4.5 \text{ V}$ 至 $\pm 16.5 \text{ V}$		2.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
电源抑制比 (PSR)	PSR	$V_S = \pm 2.3 \text{ V}$ 至 $\pm 18 \text{ V}$				
$G = 1$			80	100		dB
$G = 10$			95	120		dB
$G = 100$			110	140		dB
$G = 1,000$			110	140		dB
输入电流		$V_S = \pm 16.5 \text{ V}$				
输入偏置电流	I_B		●	0.5	2	nA
温度系数			●	3		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
输入失调电流	I_{os}		- 1		1	nA
输入特性						
输入阻抗		差模			10/2	$\text{G}\Omega/\text{pF}$
		共模			10/2	$\text{G}\Omega/\text{pF}$
输入电压范围 ²	IVR	$G = 1, V_S = \pm 4.5 \text{ V}$	- $V_S + 1.9$		$+ V_S - 1.2$	V
		$G = 1, V_S = \pm 16.5 \text{ V}$	- $V_S + 1.9$		$+ V_S - 1.4$	V

¹ 不包括外接电阻 R_G 的影响。

² 一个输入端接地。

参数	符号	测试条件/封装形式	最小值	典型值	最大值	单位
共模抑制比	CMRR	$V_S = \pm 16.5 \text{ V}$				
G = 1			73	90		dB
G = 10			93	110		dB
G = 100			110	130		dB
G=1,000			110	130		dB
输出特性						
输出幅度		$V_S = \pm 2.3 \text{ V} \text{ 至 } \pm 4.5 \text{ V}$	- $V_S + 1.1$		+ $V_S - 1.2$	V
		$V_S = \pm 18 \text{ V}$	- $V_S + 1.2$		+ $V_S - 1.4$	V
短路电流	I_{SC}			± 20		mA
动态性能						
小信号-3 dB 带宽		G = 1		700		kHz
		G = 10		400		kHz
		G = 100		100		kHz
		G = 1,000		12		kHz
压摆率	SR		0.75	1.2		V/ μ s
建立时间(达 0.01 %)	t_S	G = 1 - 100, 0 至 5 V 阶跃		13		μ s
		G = 1,000, 0 至 5 V 阶跃		110		μ s
噪声性能						
电压噪声		f = 1 kHz				
输入电压噪声	e_{ni}			6.5	13	$\sqrt{\text{nV}}$
输出电压噪声	e_{no}			70	100	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
折合到输入端噪声 (RTI), 0.1 Hz 至 10 Hz		G = 1		5		μV_{P-P}
		G = 10			0.8	μV_{P-P}
		G = 100		0.2	0.4	μV_{P-P}
输入电流噪声		f = 1 kHz		100		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		0.1 Hz 至 10 Hz		10		pApp
REF 输入性能						
输入阻抗	R_{IN}			20		k Ω
输入电流	I_{IN}	$V_S = \pm 16.5 \text{ V}$		50	60	μA
电压范围			- $V_S + 1.6$		+ $V_S - 1.6$	V
到输出增益			0.9999		1.0001	
电源						
工作电压范围			± 2.3		± 18	V
静态电流	I_{SY}			1.3	1.7	mA
额定温度范围			- 40		85	°C

典型特性

除非另有说明, $V_S = \pm 15.0 \text{ V}$, $I_{LOAD} = 0$, $C_L = 0.1 \mu\text{F}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

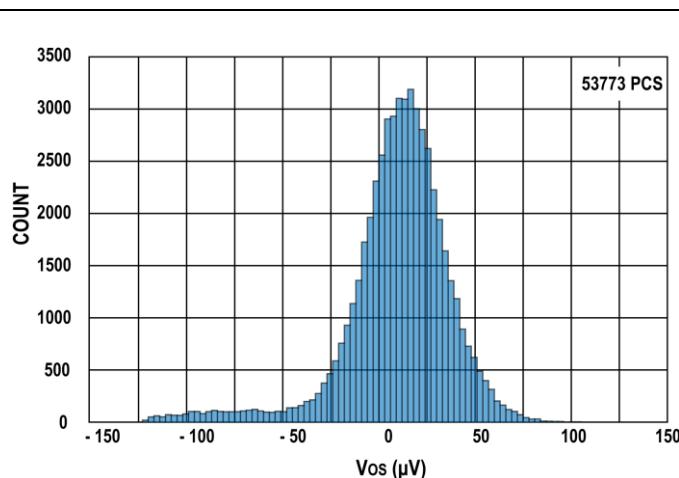


图1. 输入失调电压分布图

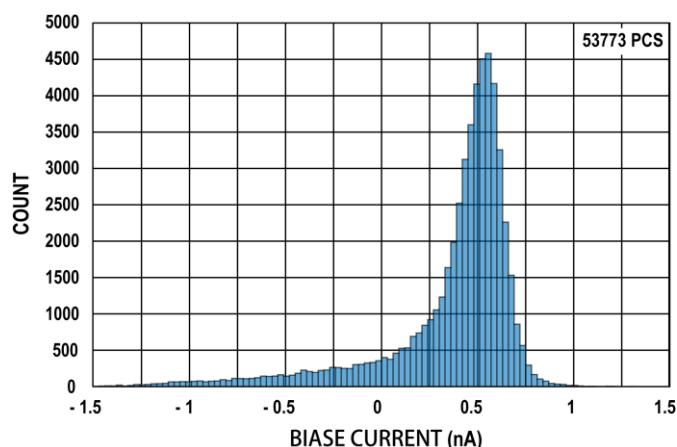


图2. 输入偏置电流分布图

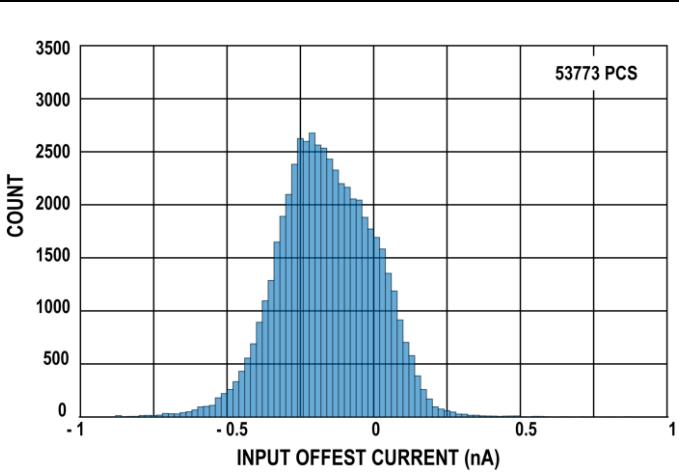


图3. 输入失调电流分布图

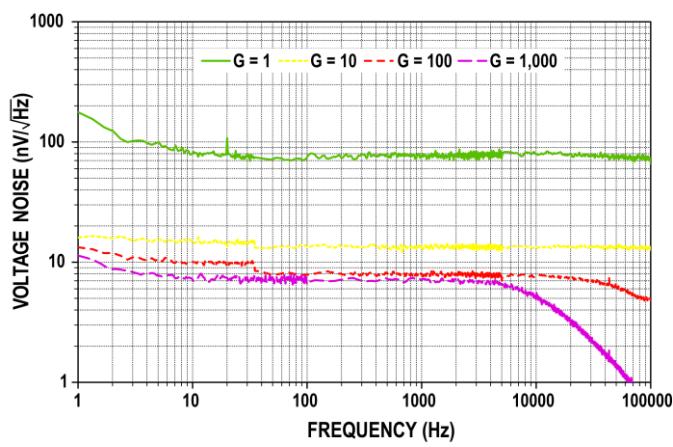


图4. 电压噪声密度频谱特性 (G=1 至 1000)

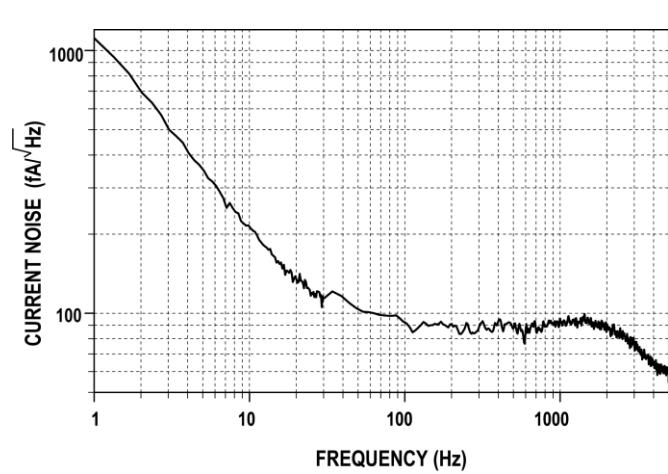


图5. 电流噪声密度频谱特性

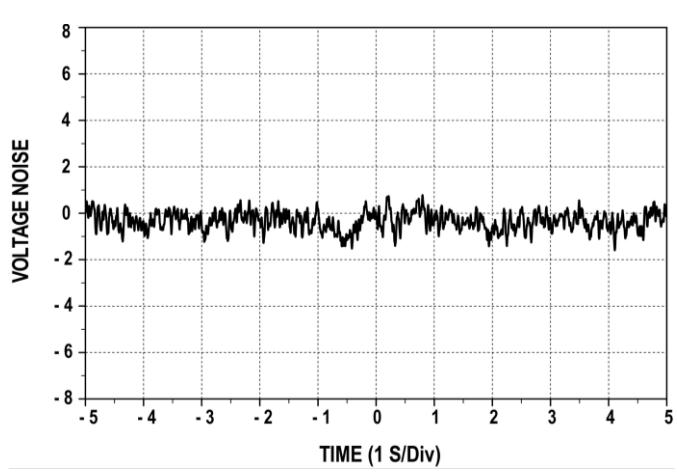


图6. 0.1 Hz 到 10 Hz 输入端电压噪声 (G=1)

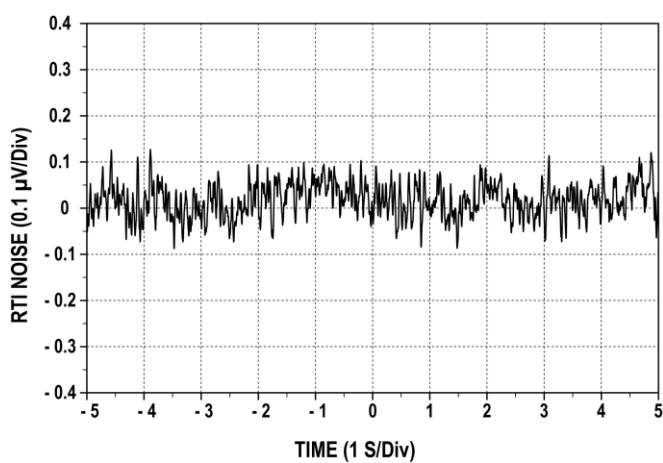
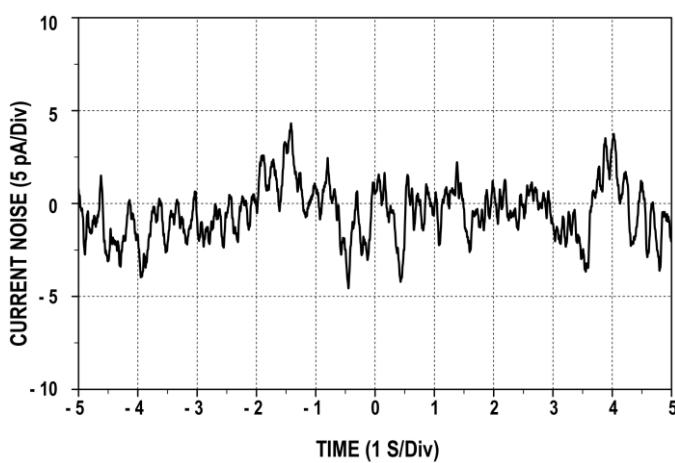
图7. 0.1 Hz 到 10 Hz 输入端电压噪声 ($G=1000$)

图8. 0.1 Hz 到 10 Hz 电流噪声

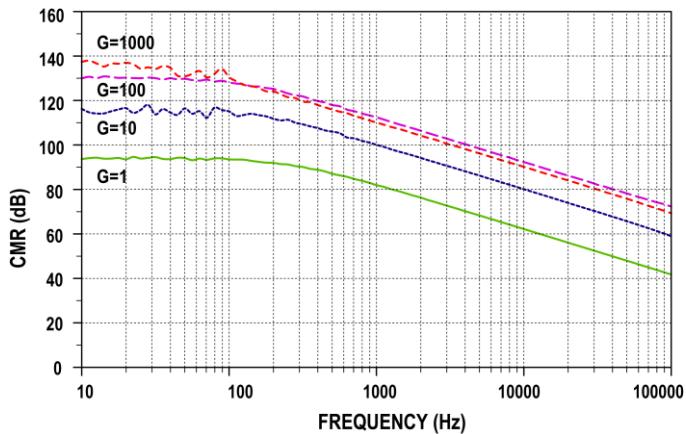


图9. 典型 CMR 频谱特性

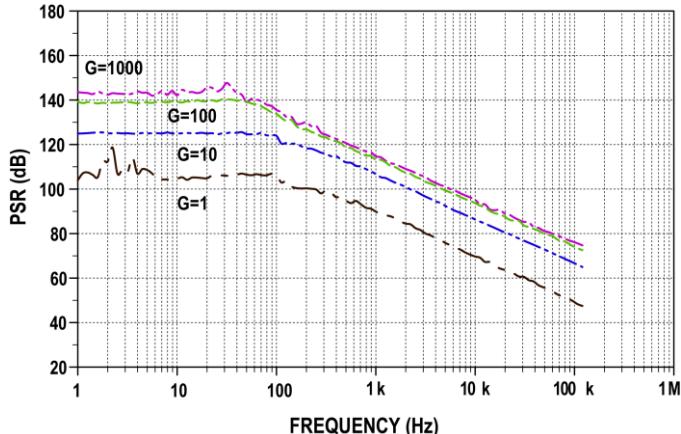


图10. 正电源抑制比幅频特性

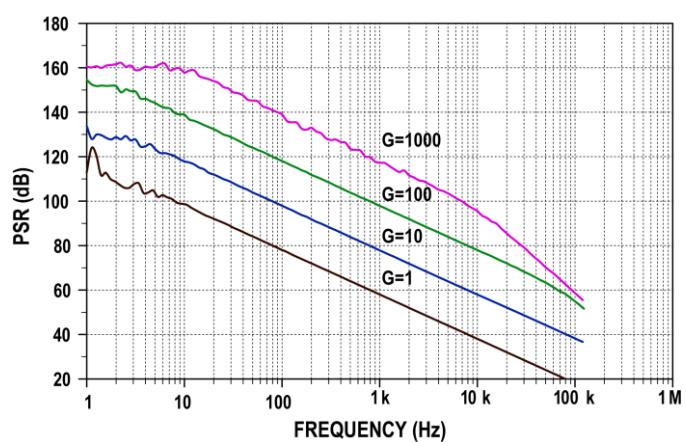


图11. 负电源抑制比幅频特性

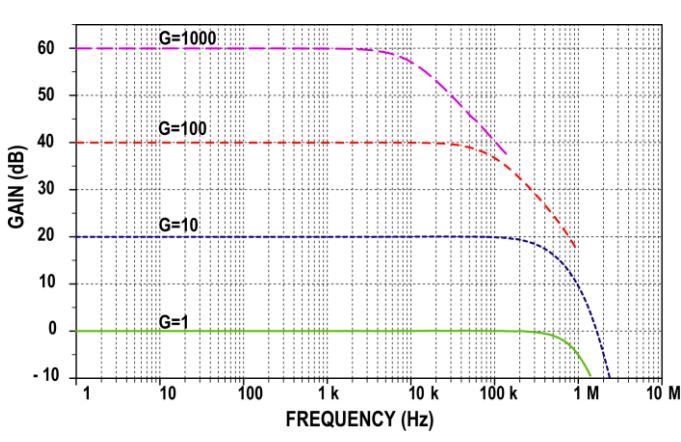


图12. 增益频谱特性

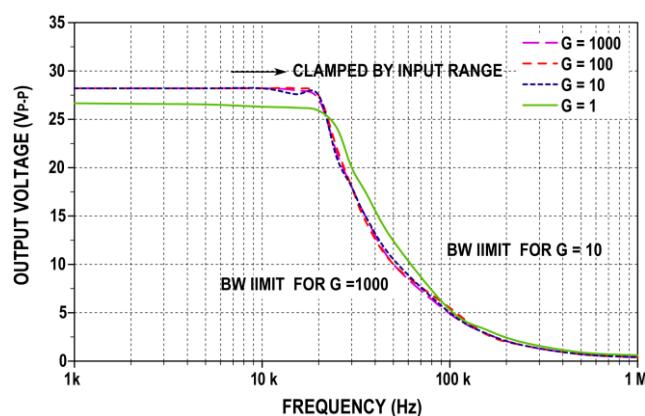


图13. 大信号增益幅频特性

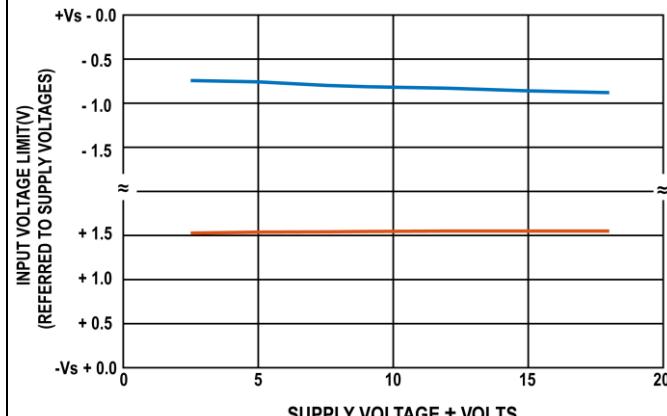


图14. 输入电压范围与电源电压的关系 ($G = 1$)

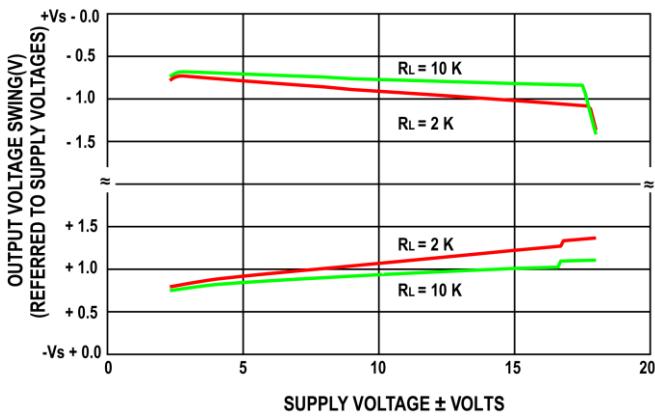


图15. 输出电压范围与电源电压的关系 ($G = 10$)

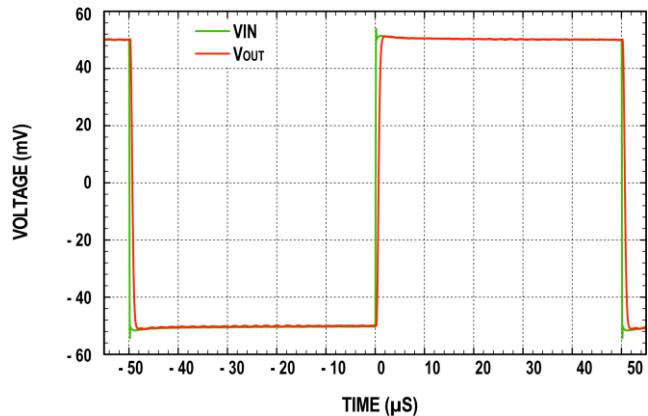


图16. 小信号脉冲响应， $G = 1, R_L = 2 \text{ k}\Omega, C_L = 100 \text{ pF}$

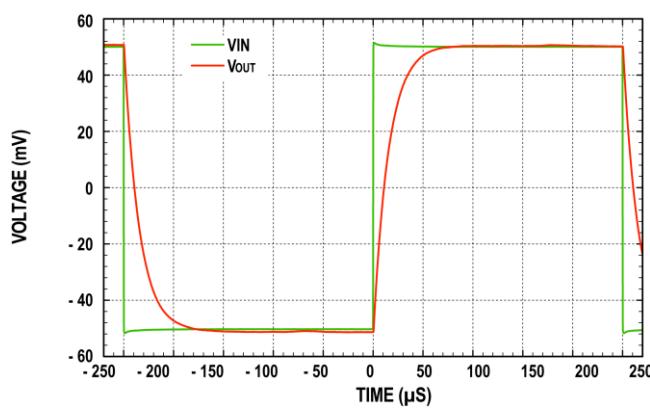


图17. 小信号脉冲响应， $G=1000, R_L=2 \text{ k}\Omega, C_L = 100 \text{ pF}$

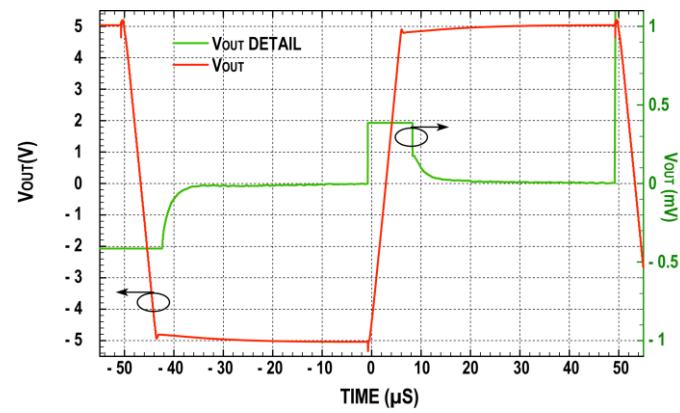


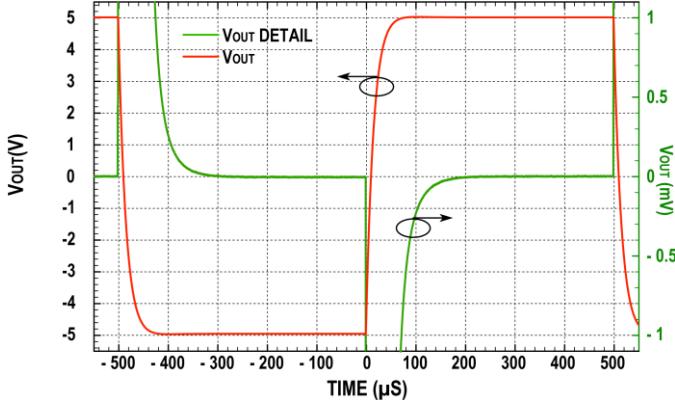
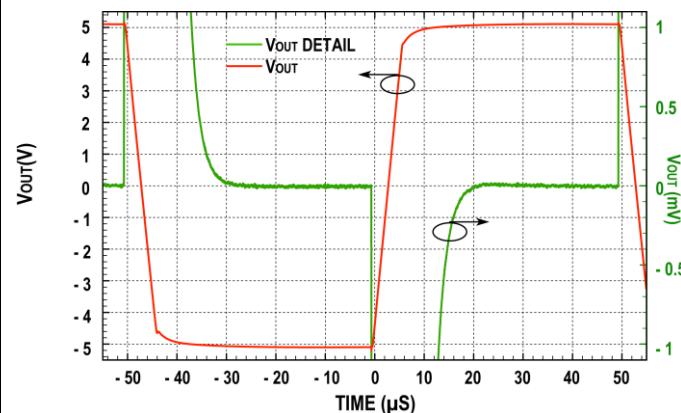
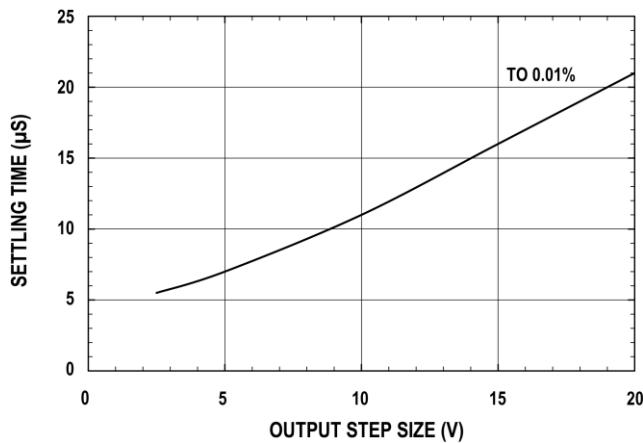
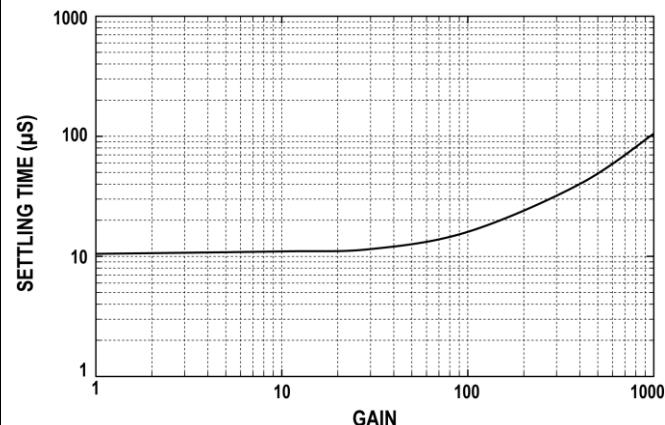
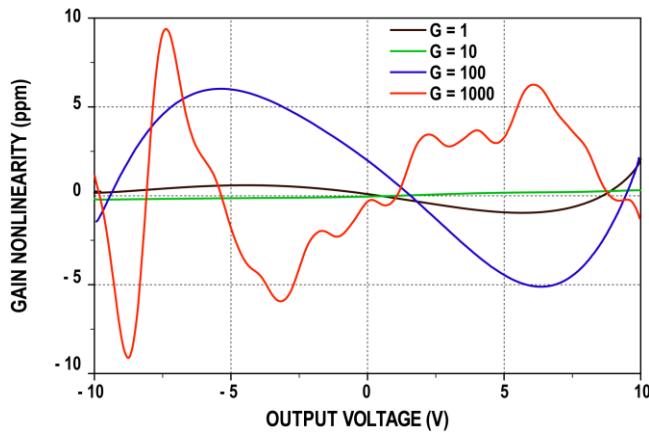
图18. 大信号脉冲响应与建立时间 $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)



DINGKIN

AD620

四路二输入与非门

图19. 大信号脉冲响应与建立时间 $G = 1000$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)图20. 大信号脉冲响应与建立时间 $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)图21. 建立时间与阶跃电压的关系 ($G = 1$)图22. 到 0.01% 的建立时间与增益的关系， 10 V 阶跃信号图23. 增益非线性, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

工作原理

AD620精密仪表放大器是基于高性能双极性工艺的产品，其内部框图如下所示。

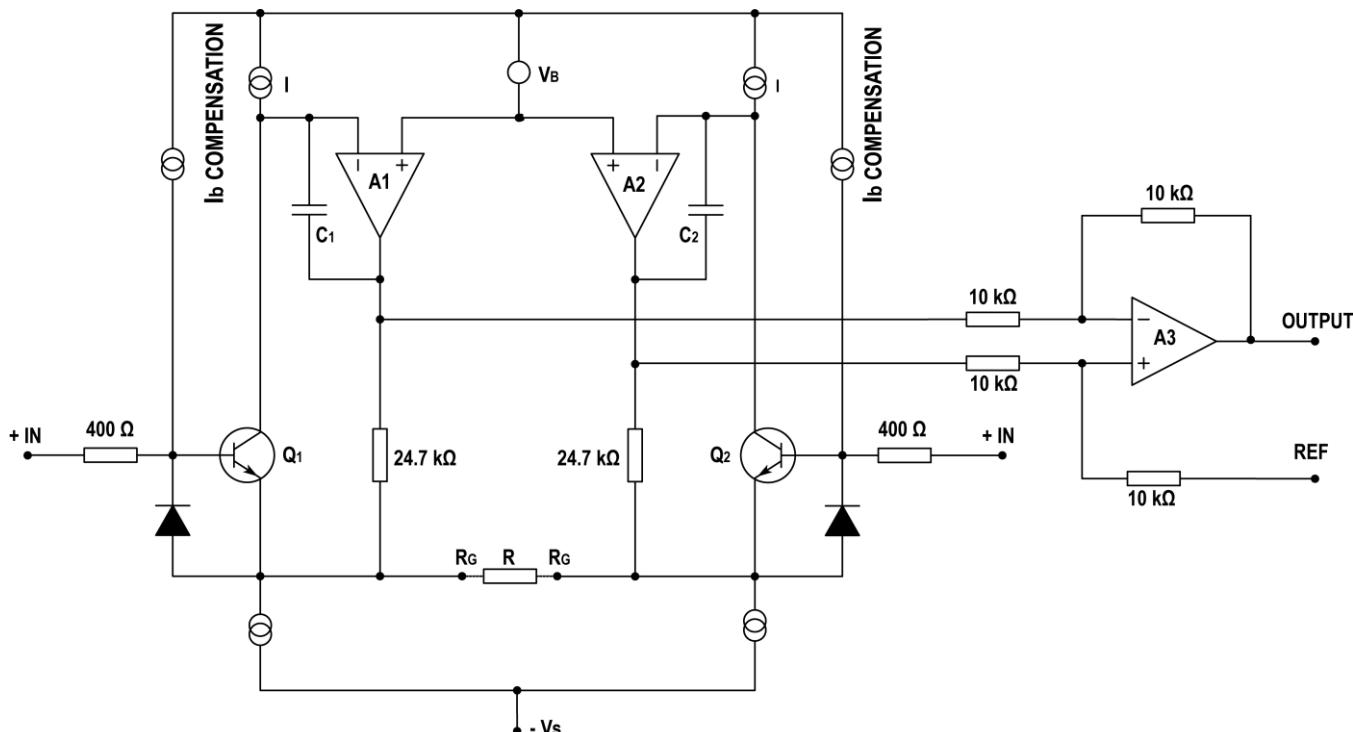


图24. AD620内部框图

AD620采用经典的三运放结构设计，用户只需一个外部电阻便可实现对增益的精确设定。芯片对各内部电阻及失调电压等参数进行了精密修调，从而可确保芯片的高性能特性。

输入晶体管 Q1 和 Q2 提供一路高精度差分对双极性输入，为保证优良的偏置性能，设计中采用了 Superβ 型管子，并做了偏置电流补偿从而保证 AD620 的偏置电流在 2 nA 以内。A1、A2 是其输入放大器，它们是高阻输入、低噪声、低温漂的精密运放。整个芯片的增益通过内部两个经过修调的 24.7 kΩ 及外接的电阻 R_G 来实现，达到仅仅用一个外围电阻 R_G 完成增益设定的目的。这两个电阻的精度是关键性能保证，如增益精度及其漂移等。

A1、A2 的低噪声及其内部补偿保证AD620的输入噪声在 6.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。

单位增益减法器 A3 用来消除任何共模信号，以获得基于 REF 引脚电位的单端输出。其四个 10 kΩ 电阻经过精密修调，以保证 AD620 优良的共模抑制比 (CMRR)。

AD620的增益计算如下所示，它与业界标准产品的计算完全一样。

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

应用信息

增益设定

外接一个电阻即可完成 AD620 的增益设置。且由于芯片出厂前做了精密修调，在绝大多数情况下其增益的精度、温度特性都远优于分立方案。根据所需增益计算电阻值如下所示：

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

1 % 标准电阻值做 $R_G (\Omega)$	增益	0.1 % 标准电阻值做 $R_G (\Omega)$	增益
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1003.0

表 1 用标准精密电阻设定增益

当两个增益设定管脚 1、8 之间没有任何电阻连接时，AD620 的缺省增益为 1。

实际使用中用户能获得的增益与相应的电阻公差相关，所以可根据实际需要来对外部增益电阻做选择，如表 1 所示。另外，增益设定电阻 R_G 的温度特性直接影响整个系统的温度特性。在实际设计中，PCB 布线导致的寄生电阻也会影响实际增益的准确性。为保证更好的增益误差，布线时需要十分注意减少寄生电阻以获得更准确的增益。通常建议选择温度系数优于 $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 的精密电阻。

失调电压

由于 AD620 失调电压由输入失调电压 V_{OSI} 和输出失调电压 V_{OSO} 组成。 V_{OSI} 包含输入对管 Q1, Q2 及放大器 A1, A2 所产生的失调电压； V_{OSO} 则是放大器 A3 的失调电压。一般而言，在增益较高的时候输入失调电压 V_{OSI} 占据较大比例；而在增益较低的时候输出失调电压 V_{OSO} 占据较大比例。用户一定需要分清楚失调电压是对输入端还是输出端而言的。假设设定增益为 G，在输入等效和输出等效失调电压分别如下：

$$\text{输入等效失调电压} = V_{OSI} + \frac{V_{OSO}}{G}$$

$$\text{输出等效失调电压} = G * V_{OSI} + V_{OSO}$$

REF 端输入

REF 端是输出电压的参考输入端，为输出信号提供了一个非系统地的选择，因而可以非常容易地和伪差分输入的 ADC 匹配。比如 AD585(对地伪差分)，AD574A(对共模伪差分) 就可以很容易跟 AD620 接口。

REF 端的输入范围可达供电轨 2V 以内。从图 24 可以看到此端口跟内部经过修调的 $10\text{k}\Omega$ 电阻的一端直接连接。所以保持此引脚输入的低阻抗特性、尽量降低 PCB 的寄生电阻至关重要，否则会影响 AD620 实际电路及系统的共模抑制比 CMRR 及增益的准确性。如果 REF 端并非连接到干净且低阻抗的系统地，一般推荐在 REF 端和信号源之间加精密运放缓冲以获得最佳性能。图 30 和图 31 的典型应用均是如此处理的。

输入保护

像 AD620 这样的仪表放大器一般放在系统的最前端，所以其输入保护就显得非常重要。AD620 自身具备一定的输入保护功能：两个输入端各有一个 400\Omega 串联保护电阻。AD620 通过 1.5kV 人体模型静电放电 (HBM) ESD。AD620 在输入电压为 $\pm 15\text{V}$ 或者输入连续电流 $\pm 60\text{mA}$ 情况下可长达数小时安全工作，而且无论其是在上电还是掉电状态下都是如此。对于更长久的保护需求，用户应当保证输入端电流在 6mA ($\text{VIN} / 400\text{\Omega}$) 以内。对于超过电源轨输入的保护，需要在每个输入端外加低漏电的二极管，如 BAV199。在布局时请务必保证此二极管跟输入管脚距离尽量短。

输入偏流回路的建立

一般仪表放大器的输入会跟高输出阻抗的信号源连接。AD620 自身的偏流指标也非常优秀，常温保证在 2nA 以内。但有些电路（如热电偶、变压器）本身不能提供偏流回路，这将导致电路工作不正常。图 25 和图 26 提供了解决此类问题的方法。

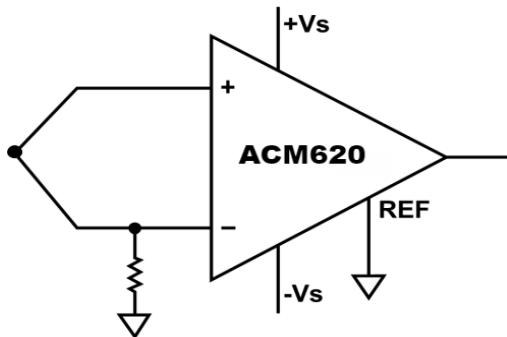


图 25. AD620 与热电偶的连接

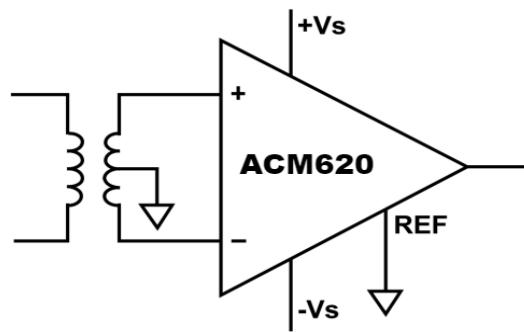


图 26. AD620 与变压器的连接

在将 AD620 用于交流耦合时尤其需要注意，如果没有为输入交流耦合电容提供合适的直流偏置，将导致放大器输入偏置电压为寄生漏电及微小的输入电流所决定，直至输出端锁死。图 27 将 AD620 用于交流耦合时的正确接法，由于是差分对输入，需要注意电阻 R、电容 C 的匹配。图中构成高通滤波器，其截止频率由 RC 决定。

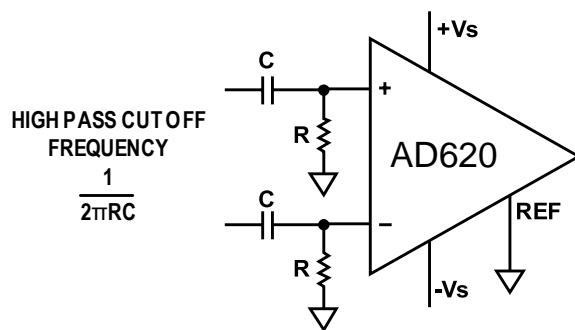


图27. AD620的交流耦合接法

供电、去耦及上电时序

AD620需要低噪声的电源供电，且在其供电电压端需要做良好去耦，电源的质量及其处理直接影响AD620的性能。

如图28所示，推荐在AD620两个电源输入端分别就近使用低等效串联阻抗(ESR)的 $0.1\mu F$ 电容。建议使用表贴封装的陶瓷电容(比如X5R、X7R等)。在较远处推荐使用 $10\mu F$ 钽电容或者电解电容，这个电容可以跟其余模拟电路共用。

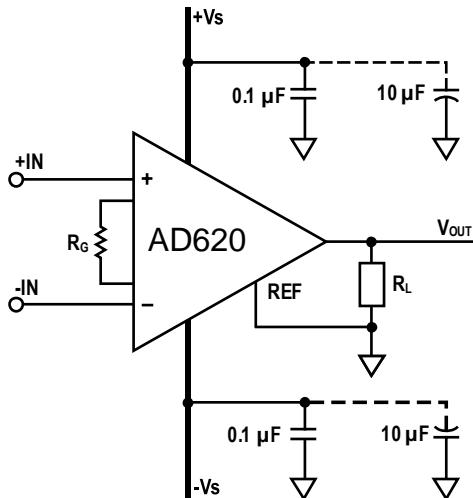


图28. AD620电源去耦示意图

虽然AD620是可靠性很高的芯片，也具备一定保护功能，但一般建议AD620上电后再加输入信号。

接地

AD620的接地推荐采用星形接地的方法。具体接地示意参考图28，其REF引脚接地阻抗越小越好，电源管脚就近接模拟地，且保证回路面积最小。

在多层板中，尽可能使用大面积的地平面，模拟信号最好在地平面上面一层。

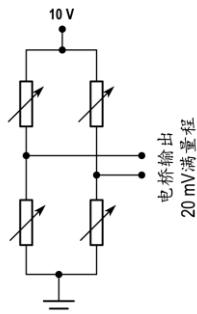
现在的逐次逼近型(SAR)ADC基本不区分模拟地和数字地，都统一接到模拟地，AD620在与这类ADC一起使用时以模拟地为参考。

同时，AD620的偏流较低，为减小漏电流，建议将两个输入端及信号走线下方及附近的地平面去除。

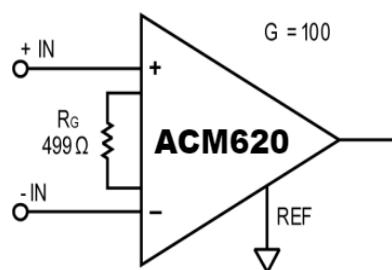
AD620与自搭仪表放大器比较

AD620提供优于自搭三运放仪表放大器的性能，同时具有较低的工作电流、更少的外围元器件和占用更小的PCB面积，这往往也意味着同样性能下更好的性价比。

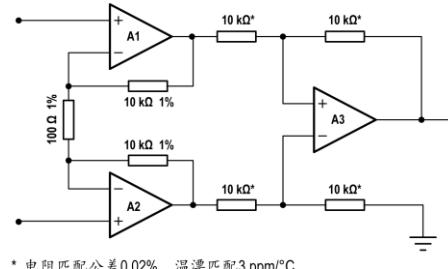
以常用的桥式电路接口为例来对此具体说明：采用 AD620 的单片方案，作为比较的是以业界经典产品 OP07D (A1, A2 及 A3) 自搭三运放仪表放大器方案。在图 29 所示的典型应用中，要求增益为 100，在 -40 °C 至 +85 °C 的工业温度范围内放大 20 mV 满量程输出。表 2 列出了如何计算各种误差源对电路精度由于器件本身的影响。从中可以看出，放大器及电阻的性能在室温及工业温度范围内都会产生很大的影响，放大器自搭三运放仪表放大器在总体性能上不如 AD620。需要指出的是，室温下的误差往往是可以通过系统校准消除，但分辨率误差及温度漂移误差就很难通过校准消除，而在这方面 AD620 的优势更大。AD620 在不做滤波或者简单滤波的情况下可以做到 14 位分辨率。



A 桥式电路



B AD620 单片方案



C 自搭三运放仪表放大器方案

图 29. AD620 与自搭三运放仪表放大器方案比较

误差源	AD620 方案	自搭方案	误差(对满量程 ppm)	
			AD620	OP07D
25 °C 时误差分析				
输入失调电压	125 μV / 20 mV	(150 μV * √2) / 20 mV	6,250	10,607
输出失调电压	1,500 μV / 100 / 20 mV	(150 μV * 2) / 100 / 20 mV	750	150
输入偏流	2 nA * 350 Ω / 20 mV	6 nA * 350 Ω / 20 mV	35	105
CMRR	108 dB (3.98 ppm) * 5 V / 20 mV	0.02 % 匹配 * 5 V / 20 mV / 100	995	500
增益误差	0.375 %	1 %	3,750	10,000
室温下总误差			11,780	21,362
到 85 °C 温漂				
增益漂移	50 ppm/°C * 60 °C	100 ppm/°C 匹配 * 60 °C	3,000	6,000
输入失调电压漂移	1 μV/°C * 60 °C / 20 mV	2.5 μV/°C * √2 * 60 °C / 20 mV	3,000	10,607
输出失调电压漂移	15 μV/°C * 60 °C / 100 / 20 mV	2.5 μV/°C * 2 * 60 °C / 100 / 20 mV	450	150
室温下总误差			6,450	16,757
分辨率				
增益非线性度	40 ppm	40 ppm	40	40
噪声 (0.1-10 Hz)	0.2 μV _{P-P} / 20 mV	(0.38 μV _{P-P} * √2) / 20 mV	10	27
分辨率总误差			50	67
总误差			18,280	38,186
无法校准误差			6,500	16,824

表 2 AD620 与自搭方案误差分析

AD620 与零漂集成仪表放大器的比较

AD620 是连续信号仪表放大器，作为对比出现了现在一些基于零漂技术 (zero drift, 斩波 chopper 或者自稳零 auto-zero 技术或者两者的组合) 的仪表放大器，它们有其技术特长，但往往不可避免具备这些技术的一些隐患。

零漂技术放大器其实是基于开关的非连续信号处理技术，在放大器输入端往往有采样电容的存在，这会导致放大器的输入端偏置电流表现出周期性的毛刺。这往往不能从数据手册上看到，因为数据手册上放大器的偏置电流是在测量时间内的平均值。为消除这些毛刺，往往需要在放大器输出端加滤波电路，这往往会限制零漂技术仪表放大器的可用信号带宽，甚至仅限于处理直流信号，而且这常常增加系统设计的复杂度。同时，这些内部采样电容的公差比较大，从而导致每个 IC 之间的毛刺大小、幅度迥异。更为严重的是，这些放大器的线性度 (THD 及 THD+N) 并不理想。虽然它们在低频的噪声较好，但这仅仅是将噪声搬移到开关频率附近而已，噪音频谱中毛刺成分值大，所以总体的噪声往往不如高性能连续采样的放大器。

零漂技术放大器的可用带宽一般是其数据手册所说的 1/10 或 1/100，所以非常有限；其建立时间、过载恢复时间往往会长，不适合做多通道切换或者对动态性能有一定要求的应用场景。

与桥式电路接口

桥式电路被广泛用于各种传感系统中。图 30 是桥式电路跟 AD620 的接口，再经过 ADC 采样可以嵌入目标的数据采集系统中。桥式电路根据所检测的参数设计会不一样，导致其电气特性各异：激励电压 V_{exc} 、阻抗 R_b 及灵敏度等。而对于接口电路影响最大的是激励电压及阻抗。仪表放大器作为差分输入转单端输出的通用器件非常适合做桥式电路传感器的接口。其激励电压决定仪表放大器的输入共模电压为 $V_{exc}/2$ ，需要注意仪表放大器的供电电压以确保 $V_{exc}/2$ 在允许输入范围以内。AD620 的宽供电电压提供了使用灵活性，而其优秀的共模抑制比 (CMRR) 及其温度特性保证了电路在整个温度范围内的精度，简化了系统设计。而阻抗 R_b 对仪表放大器影响较大，通常要求仪表放大器拥有高输入阻抗及低电压噪声。而如果 R_b 达到 $100 \text{ k}\Omega$ 以上时，用户需要仔细检查仪表放大器的偏置电流及电流噪声。AD620 在常温时保证 2 nA 以内的偏置电流及 $100 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 电流噪音使得其可以跟高输出阻抗的桥式电路匹配并保证系统信噪比和分辨率。

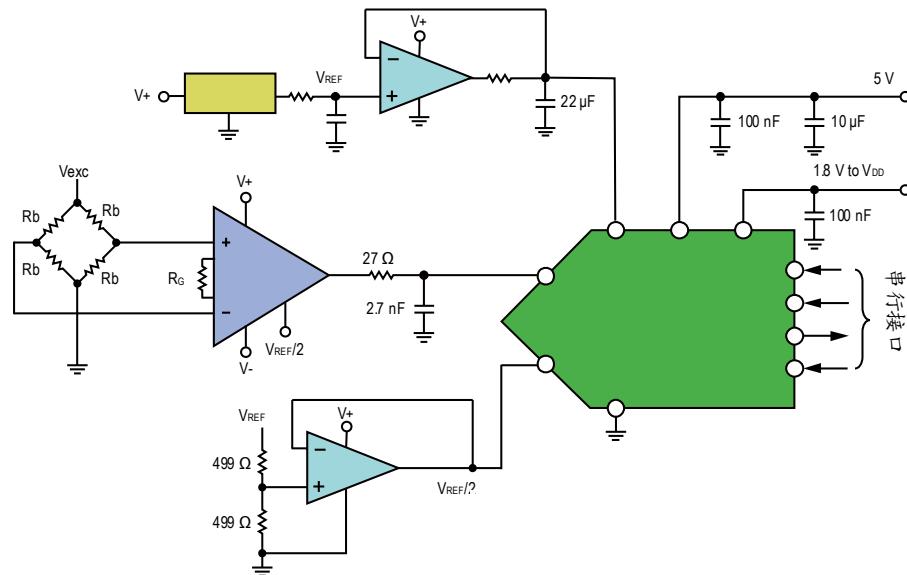


图30. 桥式电路与AD620接口

精密电流源设计

如图 31 所示，只用一片 AD620、一片精密运算放大器 AD705 和两个电阻就可以实现精密电流源的设计，使用灵活且供电电压范围从 $\pm 2.3V$ 至 $\pm 18V$ 。AD620 的特性使得电流的设定灵活、简单。实际得到的电流源电流为设定值减掉 AD705 的输入偏置电流，而常温下 AD705 偏置电流保证小于 25 pA ，往往可以忽略不计。

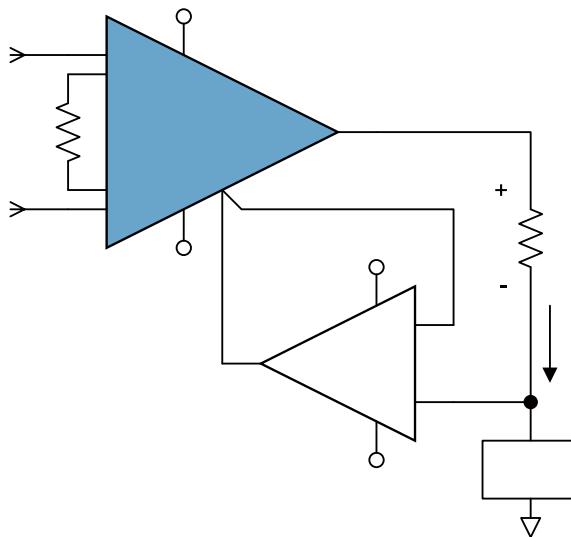


图31. 用 AD620 构建精密电流源

精密电流检测

因为 AD620 的精度高、带宽宽、输入偏置电流小且简单易用，它被经常用于精密电流检测。如图 32 所示，分流器 R_s 阻值一般较低，可能是几欧姆，也可能达到 $m\Omega$ 级。AD620 的高输入阻抗及低至 2 nA 以内的偏置电流使得它可以检测到低至 10 nA 左右的电流；而其低频噪声 $0.2 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$ 则使得它可以检测 μV 级的信号。AD620 有较宽的输入范围，从而可以精确地测量从 μV 级到数伏特大动态范围的输入信号。一般电流变化较快，AD620 的宽宽带就非常适合。另外一方面，电压 V_m 可能是大幅值一定频率下变化，此时 AD620 的高共模抑制比(CMRR)对于精度非常关键，也是采用仪表放大器的另外一个重要原因。对于需要长时间、环境温度变化大的应用，AD620 的长期稳定性及温漂特性非常有价值，也令设计变得简单、可靠。

在有些应用中由于信号范围太大，不得不改变仪表放大器的精度或线性度 R_G 来满足对整个动态范围测量的情况。此时如果使用电子可编程电阻并不是什么好的方案，因为它们的温度特性往往不是很好。此时可以考虑精密电阻的串、并联，但这些切换需要使用温度特性好的继电器，在布线时也需要特别注意。

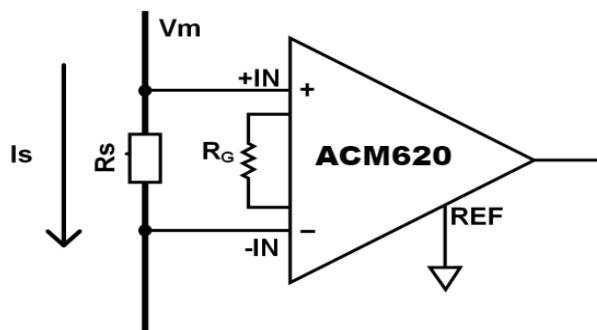


图32. AD620 用于精密电流检测

在精密电流检测中如果使用零漂技术的仪表放大器，其偏置电流的毛刺及其直流成分和噪声会限制检测电流的最小值，从而限制检测精度。零漂仪表放大器的可用带宽一般是其数据手册带宽的 $1/10$ 至 $1/100$ 左右，会限制所检测电流的可用带宽，往往对于快变电流的反应会跟不上，从而错失有用信息或者限制闭环系统的带宽。零漂仪表放大器的较长建立时间、较低压摆率会降低系统的反应速度。零漂仪表放大器的非线性度较差，会导致控制系统的控制变得复杂甚至不可能。

精密输入模块电路

图 33 是高性能的 16 位信号采集信号链设计。基于仪表放大器 ZJA3620 的优良性能，它可以跟业界标准的 4 - 20 mA 信号，0 - 10 V, ± 10 V, 0 - 5 V, ± 5 V, 0 - 2.5 V, ± 2.5 V 等直接连接，也可以跟各种诸如热电偶、桥式电路、压力传感器、分流器、电流及电压变压器等接口。为保证系统的性能及更高的分辨率，在它后面用 ZJA3000 做了有源滤波。为保证 ZJC2002 这种高性能逐次逼近型 (SAR)ADC 的性能，对于其伪差分端也做了同样的处理。尽管高精度电压基准源 ZJR1000 对于阻性及容性负载都有很强的驱动能力，但在其和 ZJC2002 间加上 ZJA3000 缓冲能更好保证系统的性能。

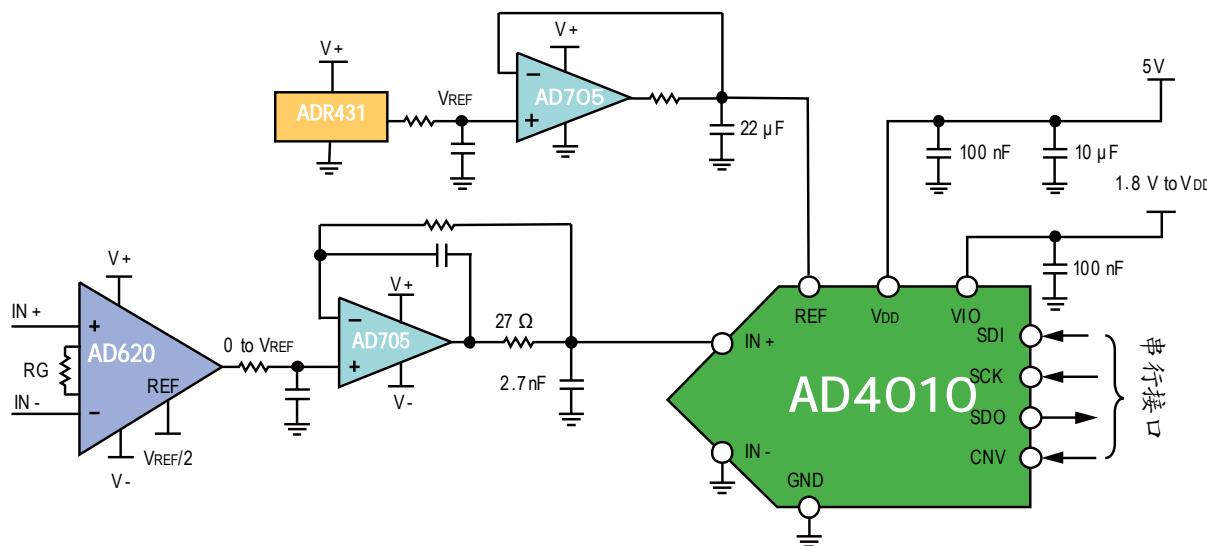


图33. 使用 AD620的精密信号采集

封装信息

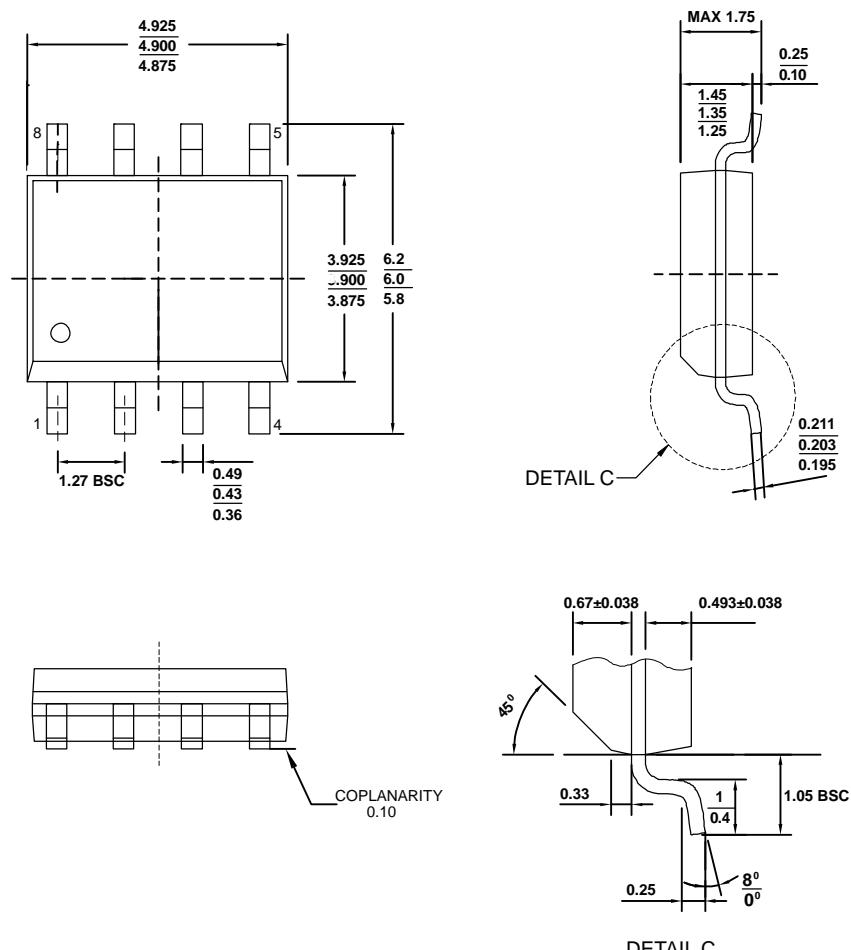


图34. SOIC-8 封装尺寸图 (单位: 毫米)

采购信息

型号	封装	工作温度范围	订货号	外包装
AD620	SOIC-8	- 40°C 至 85°C	AD620A	管装
	SOIC-8	- 40°C 至 85°C	AD620BR	13"卷盘