

具有电平转换和输出箝位功能的 精密仪表放大器

特性

- 单增益设置电阻: $G = 1$ 至 >1000
- 出色的直流精度
 - 输入失调电压: $60\mu\text{V}$ (最大值)
 - 输入失调电压漂移: $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)
 - 低增益误差: 0.01% (最大值, $G = 1$)
 - 低增益漂移: $35\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (最大值, $G > 1$)
 - 高直流共模抑制比(CMRR): 86dB (最小值, $G = 1$)
- 集成输出箝位
- 集成输出电平转换
- 输入偏置电流: 800pA (最大值)
- $3.1\text{MHz} - 3\text{dB}$ 带宽($G = 1$)
- 低噪声:
 - 0.1Hz 至 10Hz 噪声: $0.2\mu\text{V}_{\text{P-P}}$
 - 1kHz 电压噪声密度: $7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- 集成输入 RFI 滤波器
- 宽电源电压范围: 4.75V 至 35V
- 温度范围: -40°C 至 85°C 和 -40°C 至 125°C
- MS16E 和 20 引脚 $3\text{mm} \times 4\text{mm}$ QFN 封装

应用

- 桥式放大器
- 数据采集
- 热电偶放大器
- 应变计放大器
- 医疗仪器
- 传感器接口
- 差分到单端转换

描述

LT6372-1 是一款增益可调, 高精度仪表放大器, 具有出色的直流精度。如此高的精度可以检测到较小的信号, 并简化了校准要求, 尤其是在整个温度范围内。LT6372-1 将一些特性集成到 LT6370 中, 从而进一步提高了精度并简化了与 ADC 的接口。

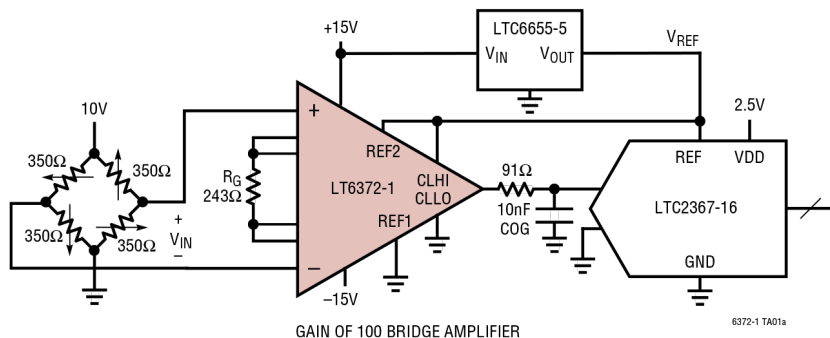
LT6372-1 使用专有的高性能双极性工艺, 该工艺实现了出色的精度以及长期稳定性。LT6372-1 进行了激光微调, 以实现非常低的输入失调电压 ($60\mu\text{V}$) 和高 CMRR (86dB , $G = 1$)。专有的片内测试功能可通过自动测试确保增益漂移为 $35\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

LT6372-1 的差分放大器采用分离基准配置, 简化了放大器输出到 ADC 输入范围中心的电平转换。还提供输出箝位引脚, 以限制施加到 ADC 输入的电压。LT6372-1 的输入上集成了 EMI 滤波, 在出现严重 RF 干扰时仍然可以保持精度。

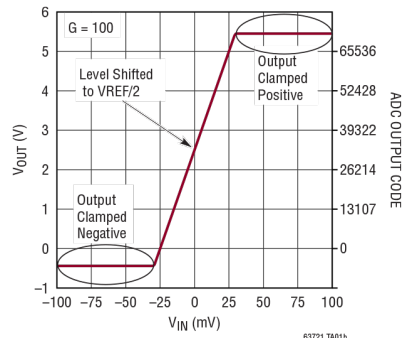
LT6372-1 集成在 MS16E 内或采用 20 引脚 $3\text{mm} \times 4\text{mm}$ QFN 封装。LT6372-1 完全适应 -40°C 至 85°C 以及 -40°C 至 125°C 温度范围。

所有注册商标和商标均属各自所有人所有。

典型应用



**LT6372-1 使用电平转换和
输出箝位功能驱动 LTC2367-16**

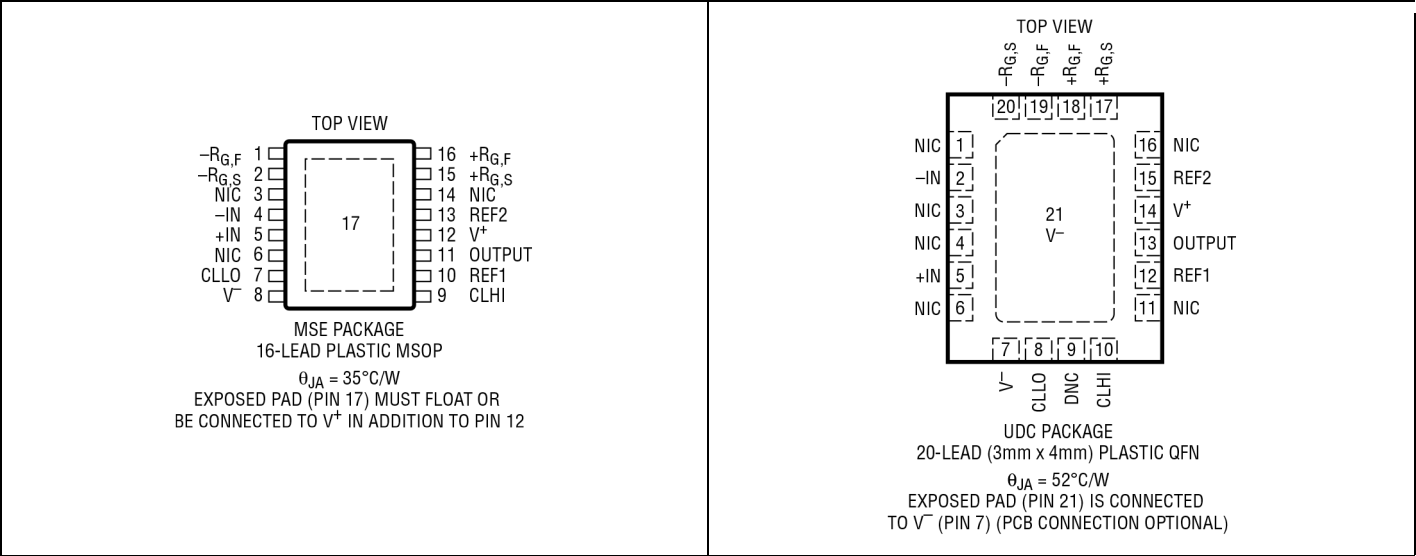


绝对最大额定值

(注释 1)

总电源电压 (V+至V-)	36V	输出短路持续时间	受散热限制
输入电压 (+IN、-IN、+R _{G,S} 、+R _{G,F} 、 -R _{G,S} 、-R _{G,F} 、REF1、REF2、 CLHI、CLLO)	(V ⁻ - 0.3V)至(V ⁺ + 0.3V)	输出电流	80mA
差分输入电压		工作和额定温度范围	
(+IN至-IN)	±36V	I级	-40°C至85°C
(REF1至REF2)	±15V	H级	-40°C至125°C
输入电流 (+R _{G,S} 、+R _{G,F} 、-R _{G,S} 、-R _{G,F})	±2mA	最高结温	150°C
输入电流 (+IN、-IN、CLLO)	±10mA	存储温度范围	-65°C至150°C
输入电流 (REF1、REF2、CLHI)	10mA	引脚温度 (焊接, 10秒)	300°C

引脚配置



订购信息

管	卷带和卷盘	器件标识*	封装说明	温度范围
LT6372IMSE-1#PBF	LT6372IMSE-1#TRPBF	63721	16引脚塑料MSOP	-40°C至85°C
LT6372HMSE-1#PBF	LT6372HMSE-1#TRPBF	63721	16引脚塑料MSOP	-40°C至125°C
LT6372IUDC-1#PBF	LT6372IUDC-1#TRPBF	LHHV	20引脚(3mm x 4mm)塑料QFN	-40°C至85°C
LT6372HUDC-1#PBF	LT6372HUDC-1#TRPBF	LHHV	20引脚(3mm x 4mm)塑料QFN	-40°C至125°C

关于具有更宽额定工作温度范围的器件，请联系工厂。*温度等级通过运输容器上的标签识别。[卷带和卷盘规格](#)。某些封装以500单元卷盘形式通过指定销售渠道提供，其带有#TRMPBF后缀。

电气特性

● 表示规格适用于整个额定温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_S = \pm 15\text{V}$ ， $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$ ， $V_{CLLO} = V^-$ ， $V_{CLHI} = V^+$ ， $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
G	增益范围	$G = (1 + 24.2\text{k}/R_G)$ (注释2)	1		1000	V/V
	增益误差 (注释3、4)	$G = 1$		-0.004	0.01	%
		$G = 1$	●		0.015	%
		$G = 10$		-0.02	0.12	%
		$G = 10$	●		0.42	%
		$G = 100$		-0.02	0.12	%
		$G = 100$	●		0.42	%
		$G = 1000$		-0.05	0.12	%
		$G = 1000$	●		0.5	%
	增益与温度的关系 (注释3、4)	$G = 1$ (注释5)	●	0.2	0.5	ppm/ $^\circ\text{C}$
		$G > 1$ (注释6)	●	20	35	ppm/ $^\circ\text{C}$
	增益非线性 (注释3、7)	$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 1$		1	3	ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 10$		3	40	ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 100$		20	50	ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 1000$		50		ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 1$, $R_L = 600\Omega$		4		ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 10$, $R_L = 600\Omega$		6		ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 100$, $R_L = 600\Omega$		70		ppm
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $G = 1000$, $R_L = 600\Omega$		250		ppm

 V_{OST} ，折合到输入端的总失调电压， $V_{OST} = V_{OSI} + V_{OSO}/G$

V_{OSI}	输入失调电压 (注释8)		●	± 10	± 60	μV
					± 175	μV
V_{OSO}	输出失调电压 (注释8)		●	± 70	± 275	μV
					± 500	μV
V_{OSI}/T	输入失调电压漂移 (注释5、8)		●		± 0.6	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	输入失调电压滞回 (注释9)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C	●	± 3		μV
V_{OSO}/T	输出失调电压漂移 (注释5、8)		●		± 4	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	输出失调电压滞回 (注释9)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C	●	± 10		μV
I_B	输入偏置电流		●	± 0.1	± 0.8	nA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 85°C	●		± 1.5	nA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C	●		± 3	nA
I_{OS}	输入失调电流		●	± 0.2	± 1.4	nA
					± 4	nA
	输入电压噪声 (注释10)	0.1Hz至10Hz、 $G = 1$		2		μV_{P-P}
		0.1Hz至10Hz、 $G = 1000$		0.2		μV_{P-P}

总RTI噪声 = $\sqrt{e_{ni}^2 + (e_{no}/G)^2}$ (注释10)

e_{ni}	输入电压噪声密度	$f = 1\text{kHz}$		7		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
e_{no}	输出电压噪声密度	$f = 1\text{kHz}$		65		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	输入电流噪声	0.1Hz至10Hz		10		pA_{P-P}
i_n	输入电流噪声密度	$f = 1\text{kHz}$		200		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	输入电阻	$V_{IN} = -12.6\text{V}$ 至 13V		225		$\text{G}\Omega$
C_{IN}	差分	$f = 100\text{kHz}$		0.9		pF
	共模	$f = 100\text{kHz}$		15.9		pF
V_{CM}	输入电压范围	通过CMRR保证	●	$V^- + 1.8/V^+ - 1.4$		V
				$V^- + 2.4$	$V^+ - 2$	V

电气特性

● 表示规格适用于整个额定温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_S = \pm 15\text{V}$ ，

$V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$ ， $V_{CLLO} = V^-$ ， $V_{CLHI} = V^+$ ， $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
CMRR	共模抑制比	DC 至 60Hz，1k Ω 非均衡信号源， $V_{CM} = -12.6\text{V}$ 至 13V				
		$G = 1$	86	100		dB
		$G = 1$	80			dB
		$G = 10$	106	120		dB
		$G = 10$	100			dB
		$G = 100$	120	140		dB
		$G = 100$	115			dB
		$G = 1000$	128	150		dB
		$G = 1000$	120			dB
	交流共模抑制比	$f = 20\text{kHz}$ ，QFN20封装				
		$G = 1$		74		dB
		$G = 10$		98		dB
		$G = 100$		102		dB
		$G = 1000$		105		dB
		$f = 20\text{kHz}$ ，MS16E封装				
		$G = 1$		69		dB
		$G = 10$		92		dB
PSRR	电源抑制比	$V_S = \pm 2.375\text{V}$ 至 $\pm 17.5\text{V}$				
		$G = 1$	116	130		dB
		$G = 1$	110			dB
		$G = 10$	128	140		dB
		$G = 10$	120			dB
		$G = 100$	122	140		dB
		$G = 100$	118			dB
		$G = 1000$	122	140		dB
V_S	电源电压	通过 PSRR 保证	4.75		35	V
I_S	电源电流	$V_S = \pm 15\text{V}$		2.75	2.85	mA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 85°C			3	mA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C			3.1	mA
		$V_S = \pm 2.375\text{V}$		2.65	2.7	mA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 85°C			2.85	mA
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C			2.95	mA
V_{OUT}	输出电压摆幅	$V_S = \pm 15\text{V}$ ， $R_L = 10\text{k}\Omega$	-14.5	-14.9/14	13.7	V
			-14.3		13.6	V
		$V_S = \pm 2.375\text{V}$ ， $R_L = 10\text{k}\Omega$	-2	-2.3/1.6	1.5	V
			-1.8		1.3	V
I_{OUT}	输出短路电流		35	55		mA
			30			mA
带宽	-3dB 带宽	$G = 1$		3.1		MHz
		$G = 10$		1.15		MHz
		$G = 100$		184		kHz
		$G = 1000$		19		kHz
SR	摆率	$G = 1$ ， $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$		11		V/ μs
t_s	建立时间	20V 输出步进至 0.0015%				
		$G = 1$		5.8		μs
		$G = 10$		9.8		μs
		$G = 100$		16		μs
		$G = 1000$		100		μs

电气特性

● 表示规格适用于整个额定温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_S = \pm 15\text{V}$ ，

$V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$ ， $V_{CLLO} = V^-$ ， $V_{CLHI} = V^+$ ， $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
R_{REFIN}	REF输入电阻	REF1或REF2，未经测试的REF引脚浮空		30		$\text{k}\Omega$
I_{REFIN}	REF输入电流	$V_{+IN} = V_{-IN} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$ 、REF1或REF2	-20	-14	-7	μA
		●	-30		3	μA
V_{REF}	REF电压范围	REF1或REF2	●	V^-	V^+	V
A_{VREF}	至输出端的REF增益	$V_{REF1} = 0\text{V}$ 至 5V ， $V_{REF2} = 0\text{V}$		0.5		V/V
	REF增益误差	$V_{REF1} = 0\text{V}$ 至 5V ， $V_{REF2} = 0\text{V}$	-175	± 50	175	ppm
		●	-200		200	ppm
	CLLO输入电流	$V_{CLLO} = 0\text{V}$	●		1	μA
	CLHI输入电流	$V_{CLHI} = 5\text{V}$	●		1	μA
	CLLO输入工作电压范围	在此范围之外，CLLO禁用	●	$V^- + 3$	$V^+ - 2$	V
	CLHI输入工作电压范围	在此范围之外，CLHI禁用	●	$V^- + 2$	$V^+ - 2.5$	V
	CLLO箝位电压($V_{OUT} - V_{CLLO}$)		-0.57	-0.45		V
		●	-0.74			V
	CLHI箝位电压($V_{OUT} - V_{CLHI}$)			0.45	0.55	V
		●			0.755	V

注释1：应力超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。在任何绝对最大额定值条件下长期工作会影响器件的可靠性和使用寿命。

注释2：增益可能高于1000，但由此产生的低RG值会使PCB和封装引线电阻成为重要的误差源。

注释3：在-IN处于中间电源电压和驱动+IN的条件下执行增益测试。

注释4：当增益大于1时，增益误差和增益漂移规格不包括外部增益设置电阻RG的影响。

注释5：此规格通过设计保证。

注释6：此规格通过高速自动化测试保证。

注释7：该参数是在一个高速自动测试仪中测量的，该测试仪不测量具有较长时间常数的热效应。这些热效应的幅度取决于所使用的封装、PCB布局、散热和气流条件。

注释8：有关失调如何与放大器关联的更多信息，请参见“应用”部分的“输入和输出失调电压”部分。

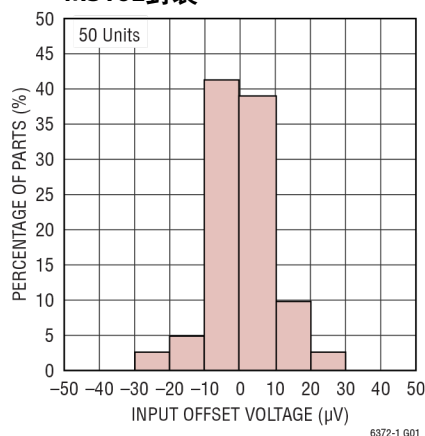
注释9：输出电压的滞回是由机械应力造成的，后者因IC先前处于较高温度还是较低温度而异。输出电压始终在 25°C 下测量，但IC会在连续测量之前循环至热温度限值或冷温度限值。滞回大致与温度变化的平方成正比。对于在良好控制的温度（在20或30度工作温度范围内）下存储的仪器，滞回通常不是重要的误差源。典型的滞回是 25°C 到冷再到 25°C 或 25°C 到热再到 25°C 的最坏情况，通过一个热循环进行预调理。

注释10：折合到输入端。

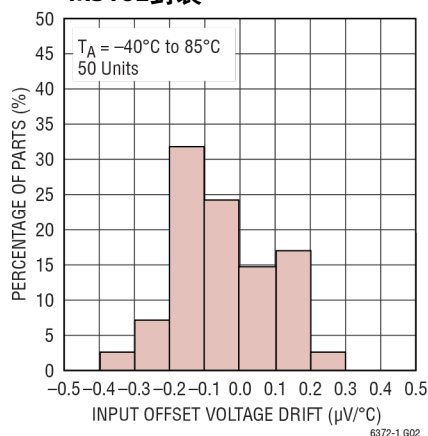
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $V_{CLLO} = V^-$, $V_{CLHI} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

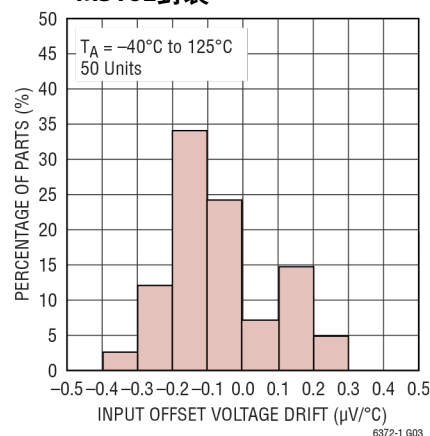
输入失调电压分布图,
MS16E封装



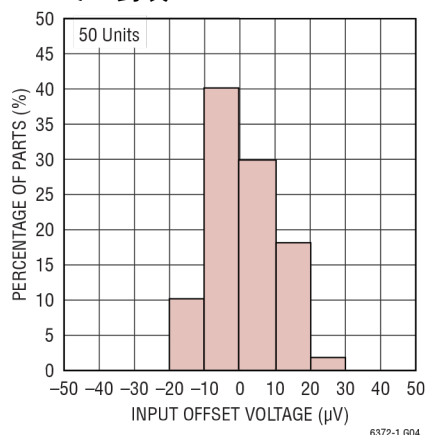
输入失调电压漂移分布图,
MS16E封装



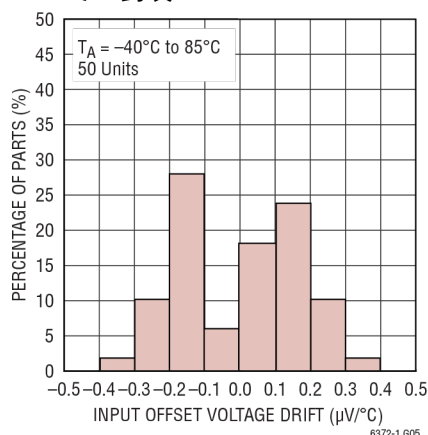
输入失调电压漂移分布图,
MS16E封装



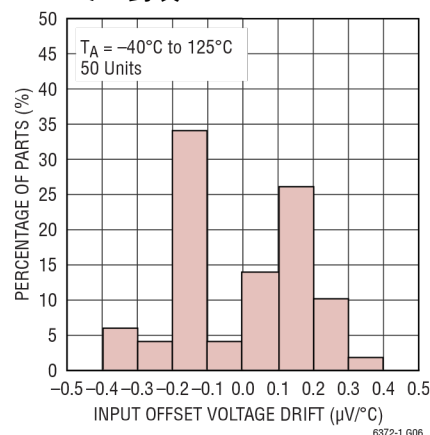
输入失调电压分布图,
QFN封装



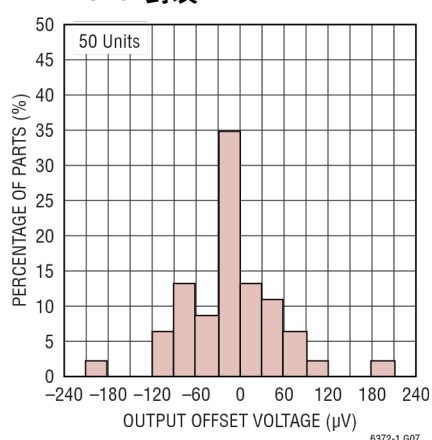
输入失调电压漂移分布图,
QFN封装



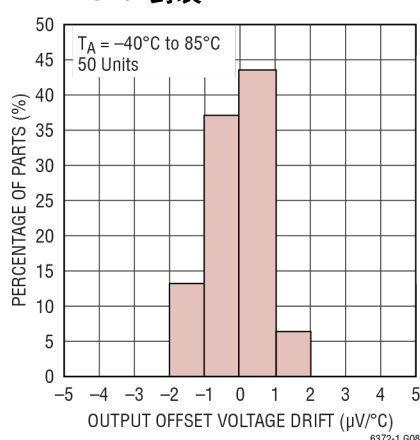
输入失调电压漂移分布图,
QFN封装



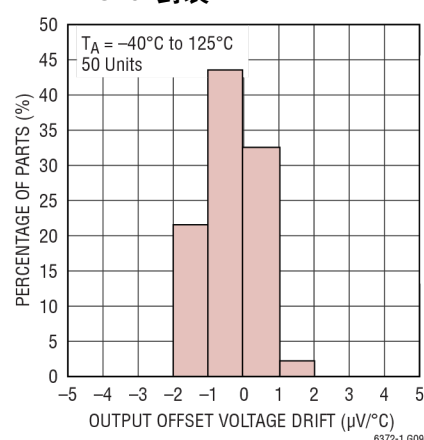
输出失调电压分布图,
MS16E封装



输出失调电压漂移分布图,
MS16E封装



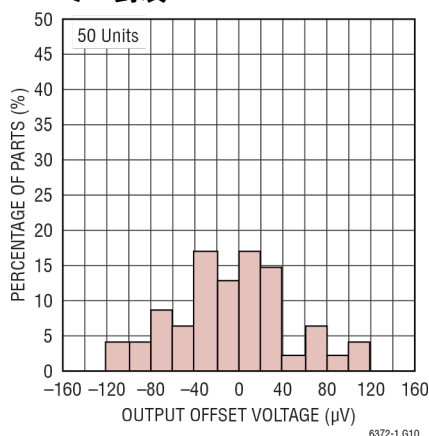
输出失调电压漂移分布图,
MS16E封装



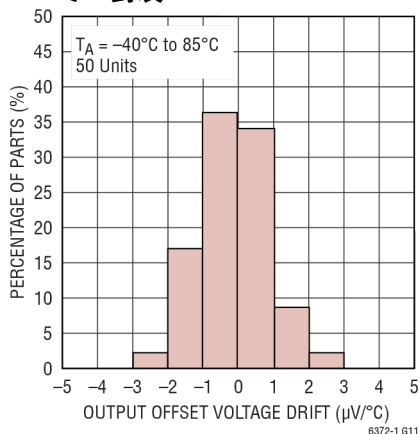
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{\text{CM}} = V_{\text{REF1}} = V_{\text{REF2}} = 0\text{V}$, $V_{\text{CLLO}} = V^-$, $V_{\text{CLHI}} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

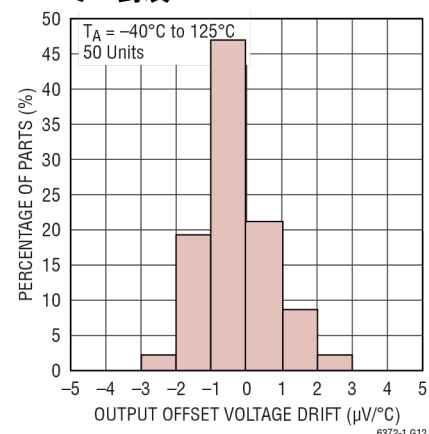
输出失调电压分布图,
QFN封装



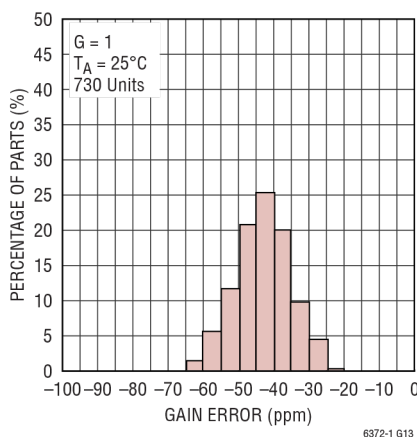
输出失调电压漂移分布图,
QFN封装



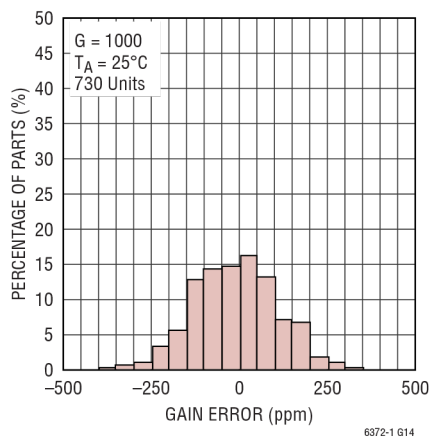
输出失调电压漂移分布图,
QFN封装



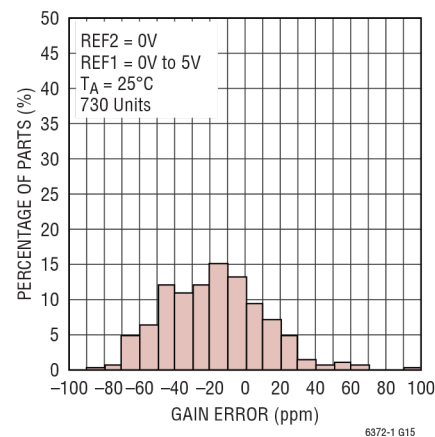
增益误差分布图



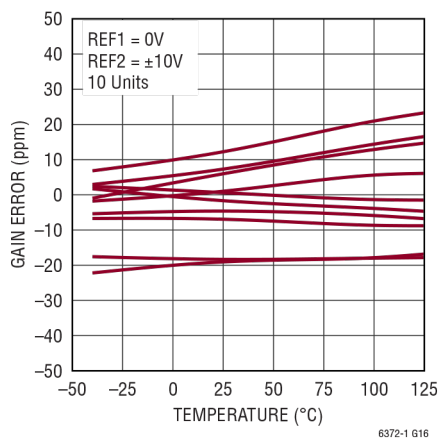
增益误差分布图



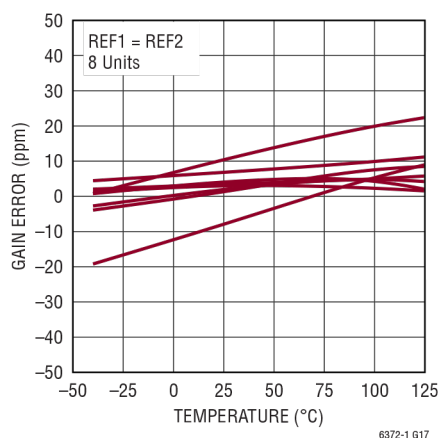
REF分压增益误差分布图



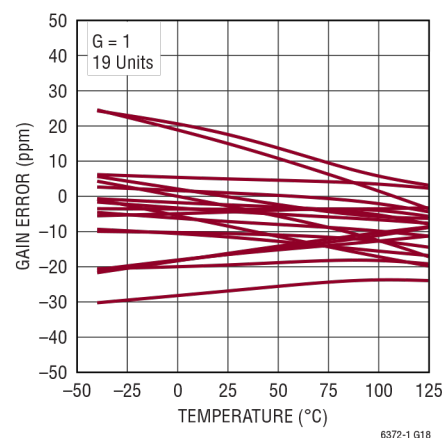
REF分压增益漂移



REF增益漂移

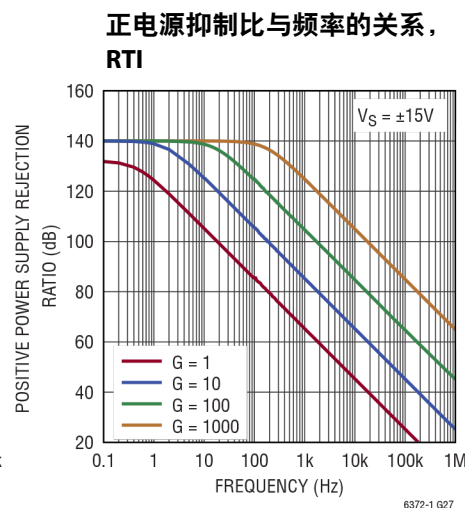
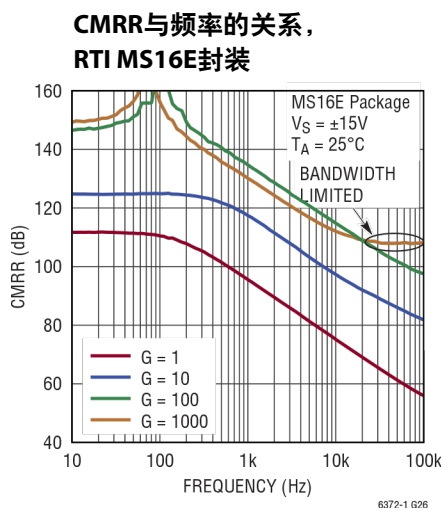
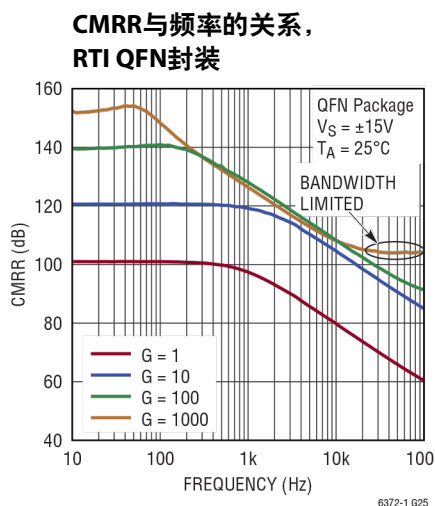
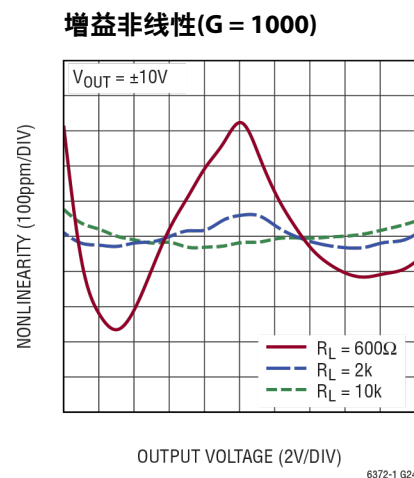
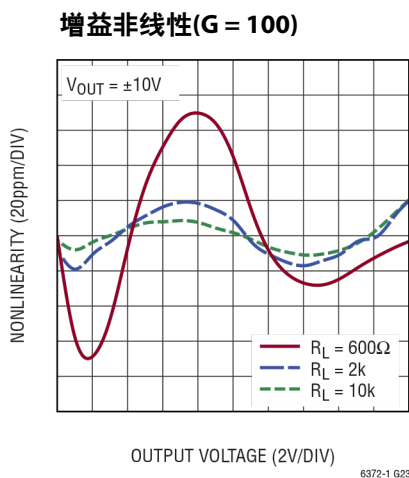
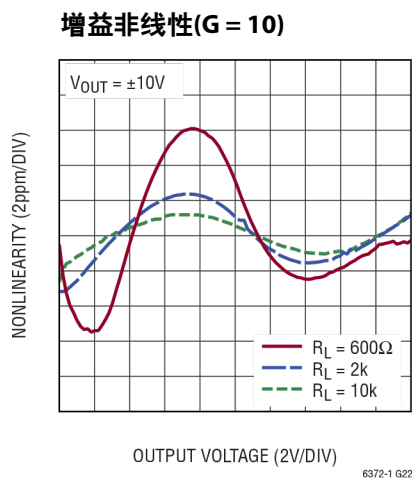
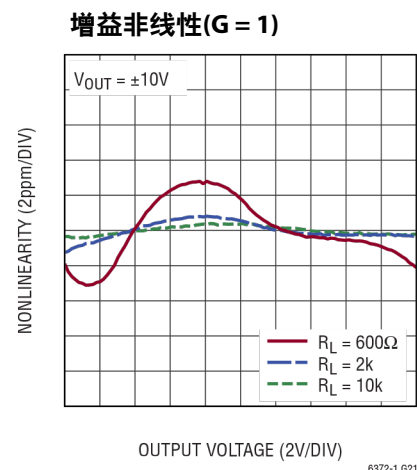
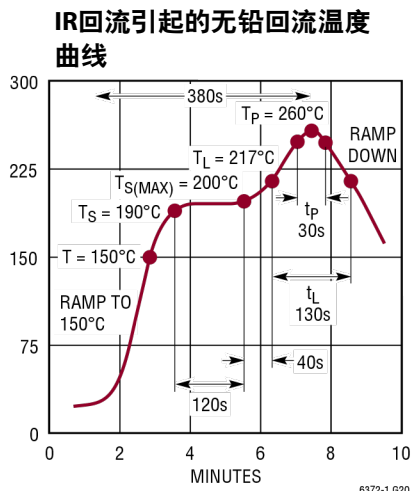
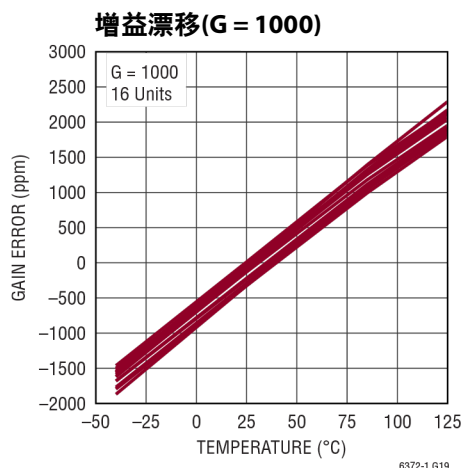


增益漂移(G = 1)



典型性能参数

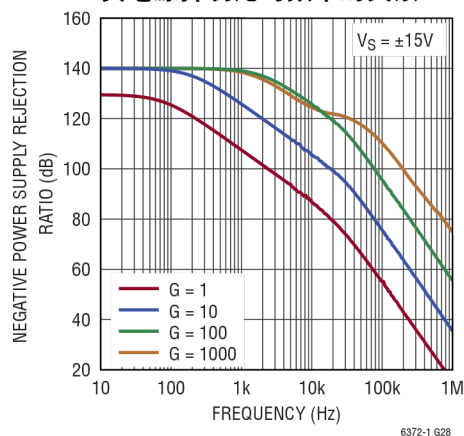
除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $V_{CLLO} = V^-$, $V_{CLHI} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。



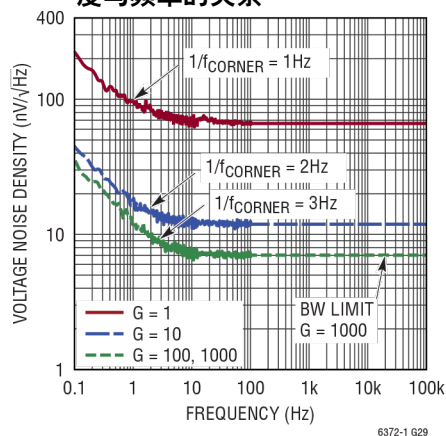
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $V_{CLLO} = V^-$, $V_{CLHI} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

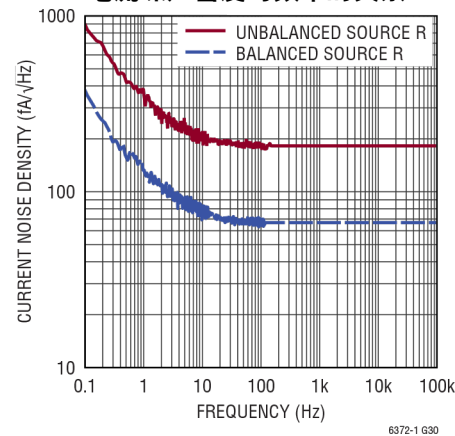
负电源抑制比与频率的关系



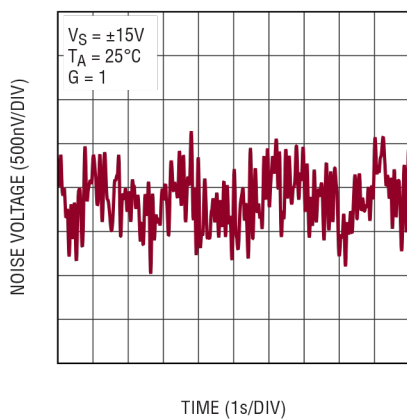
折合到输入端的电压噪声密度与频率的关系



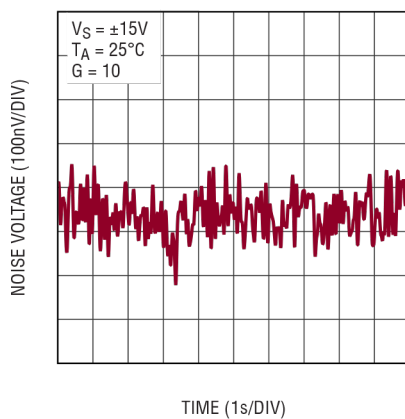
电流噪声密度与频率的关系



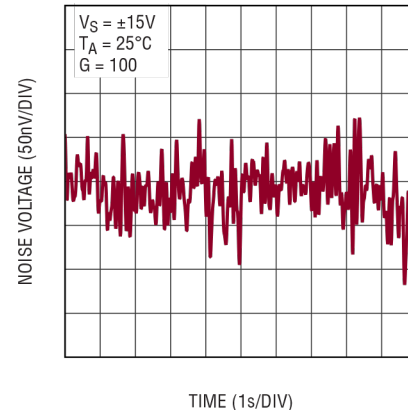
0.1Hz至10Hz电压噪声,
G = 1, RTI



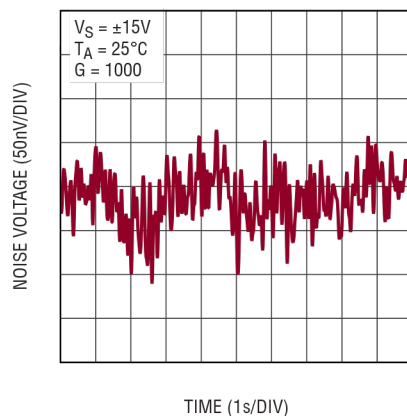
0.1Hz至10Hz电压噪声,
G = 10, RTI



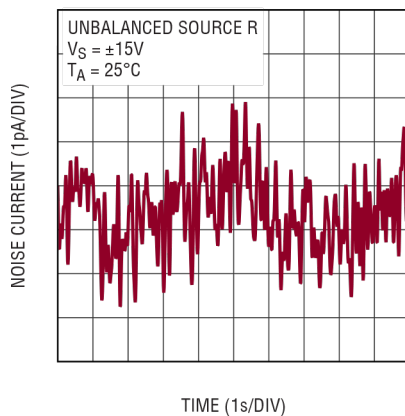
0.1Hz至10Hz电压噪声,
G = 100, RTI



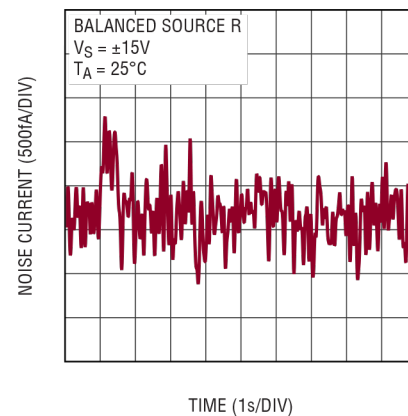
0.1Hz至10Hz电压噪声,
G = 1000, RTI



0.1Hz至10Hz噪声电流,
非平衡源R



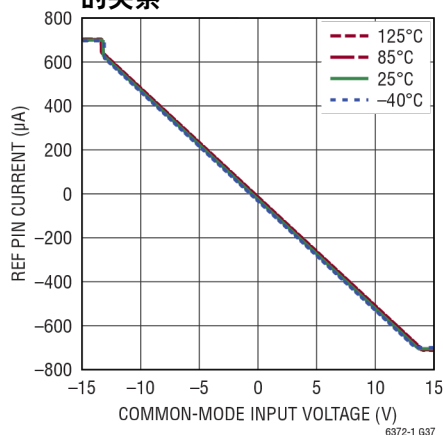
0.1 Hz至10Hz噪声电流,
平衡源R



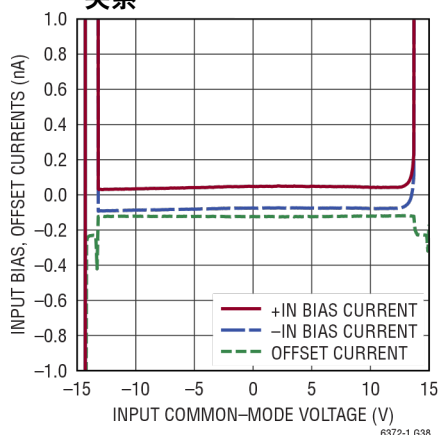
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $V_{CLLO} = V^-$, $V_{CLHI} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

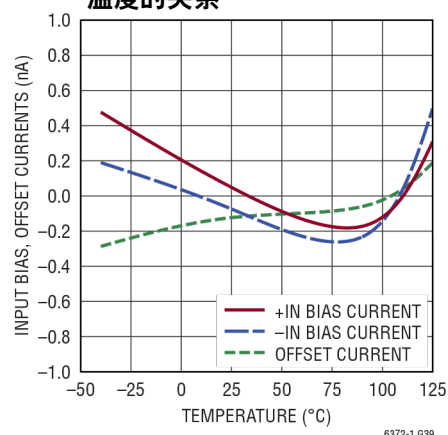
REF引脚电流与输入共模电压的关系



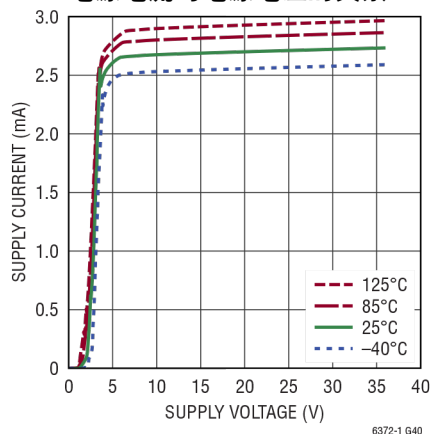
输入偏置电流与共模电压的关系



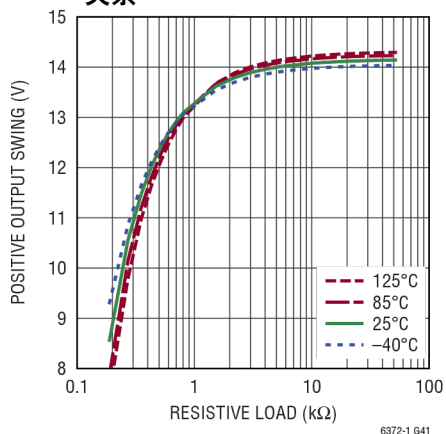
输入偏置电流和失调电流与温度的关系



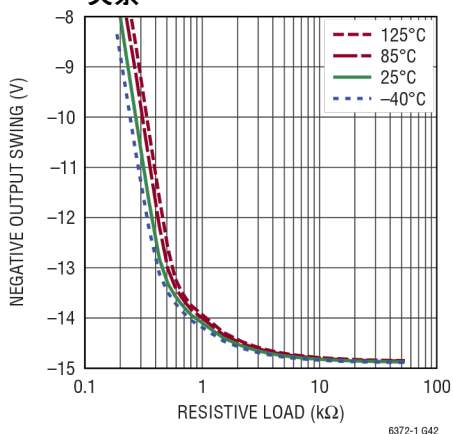
电源电流与电源电压的关系



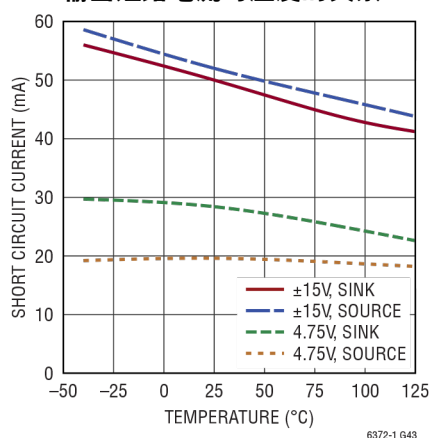
输出电压摆幅与负载电阻的关系



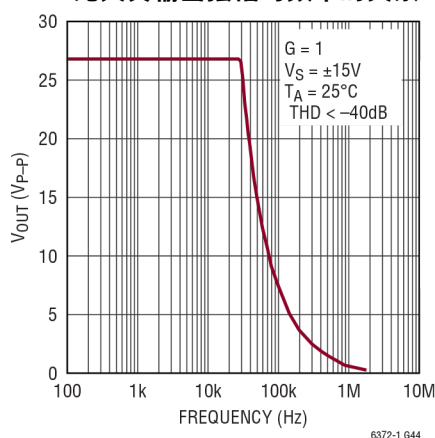
输出电压摆幅与负载电阻的关系



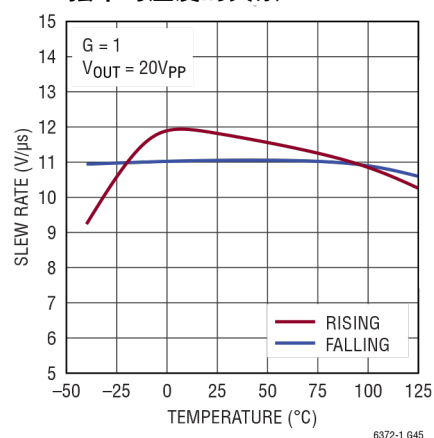
输出短路电流与温度的关系



无失真输出摆幅与频率的关系



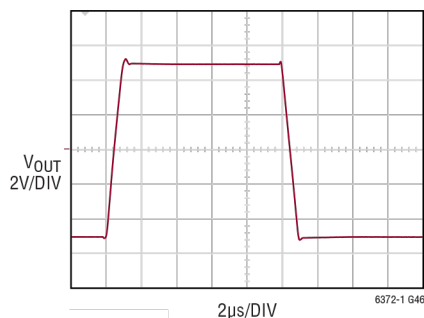
摆率与温度的关系



典型性能参数

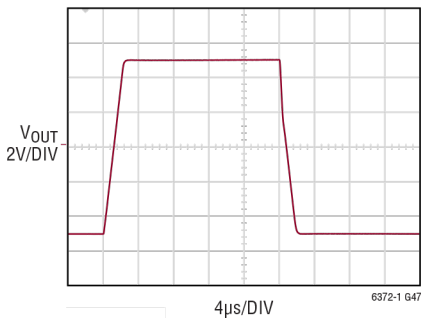
除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $V_{CLLO} = V^-$, $V_{CLHI} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

大信号瞬态响应



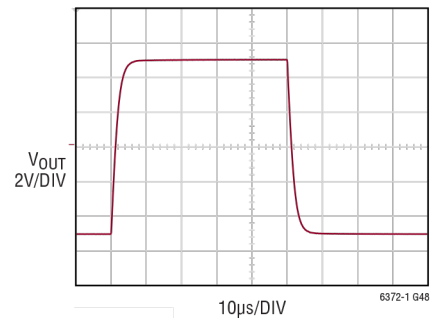
$G = 1$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

大信号瞬态响应



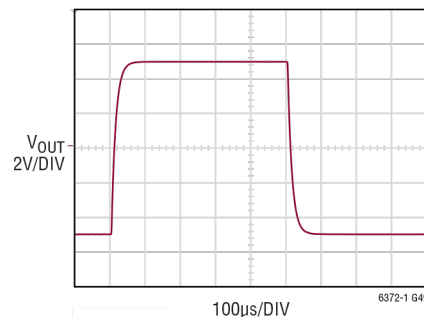
$G = 10$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

大信号瞬态响应



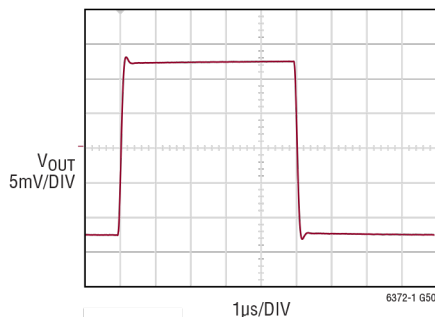
$G = 100$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

大信号瞬态响应



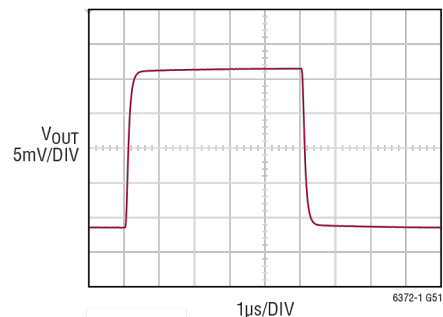
$G = 1000$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

小信号瞬态响应



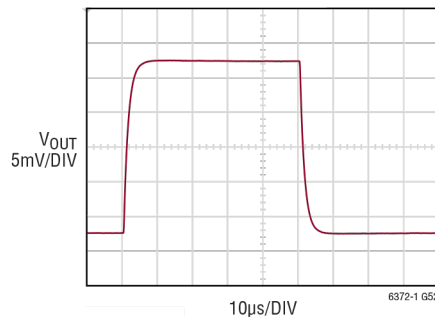
$G = 1$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

小信号瞬态响应



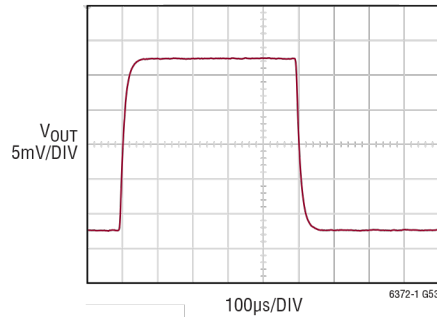
$G = 10$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

小信号瞬态响应



$G = 100$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

小信号瞬态响应

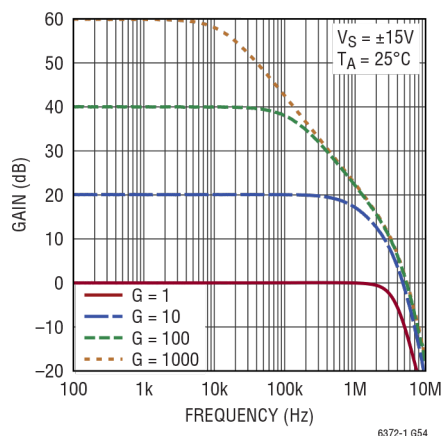


$G = 1000$
 $V_S = \pm 15\text{V}$
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 $C_L = 100\text{pF}$

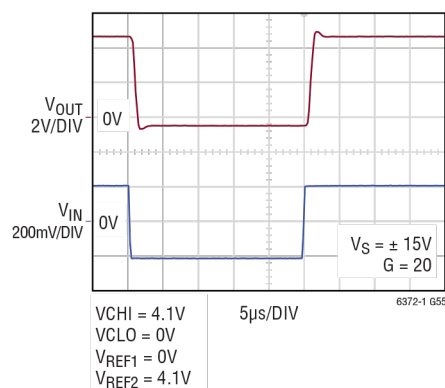
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = V_{REF1} = V_{REF2} = 0\text{V}$, $V_{CLLO} = V^-$, $V_{CLHI} = V^+$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ 。

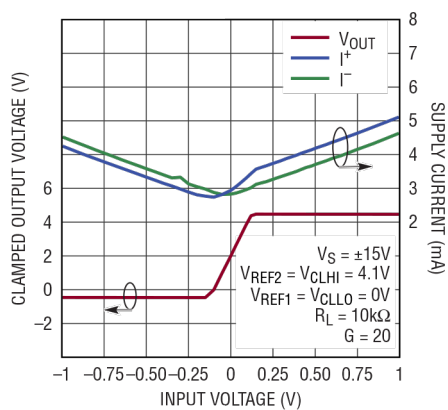
增益与频率的关系



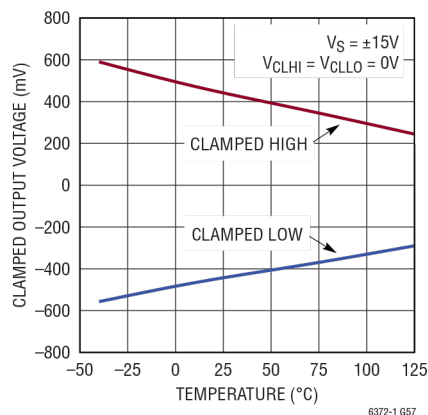
箝位瞬态响应 (箝位输出)



钳位时的LT6372-1电源电流



箝位电压与温度



引脚功能 (MS16E/QFN20)

-R_{G,F} (引脚1/引脚19) : 与外部增益设置电阻一起使用。该连接应与-R_{G,S}分开路由到增益设置电阻, 以最大限度地减少增益误差。

-R_{G,S} (引脚2/引脚20) : 与外部增益设置电阻一起使用。该连接应与-R_{G,F}分开路由到增益设置电阻, 以最大限度地减少增益误差。

-IN (引脚4/引脚2) : 负输入引脚。该输入为高阻抗。

+IN (引脚5/引脚5) : 正输入引脚。该输入为高阻抗。

CLLO (引脚7/引脚8) : 低端箝位输入。施加到CLLO引脚的电压定义了输出的电压下限。通常, 输出箝位比施加到CLLO引脚的电压低500mV。请勿让CLLO浮空。

V⁻ (引脚8/引脚7) : 负电源。电源引脚与地之间应使用一个旁路电容。

CLHI (引脚9/引脚10) : 高端箝位输入。施加到CLHI引脚的电压定义了输出的电压上限。通常, 输出箝位比施加到CLHI引脚的电压高500mV。请勿让CLHI浮空。

REF1 (引脚10/引脚12) : 输出电压的基准。REF1可以连接到REF2并用作输出的基准电压。REF1还可与REF2一起使用以形成分压器并对输出进行电平转换。

输出 (引脚11/引脚13) : 以REF引脚电压为基准的输出电压。

V⁺ (引脚12/引脚14) : 正电源。电源引脚与地之间应使用一个旁路电容。

REF2 (引脚13/引脚15) : 输出电压的基准。REF2可以连接到REF1并用作输出的基准电压。REF2还可与REF1一起使用以形成分压器并对输出进行电平转换。

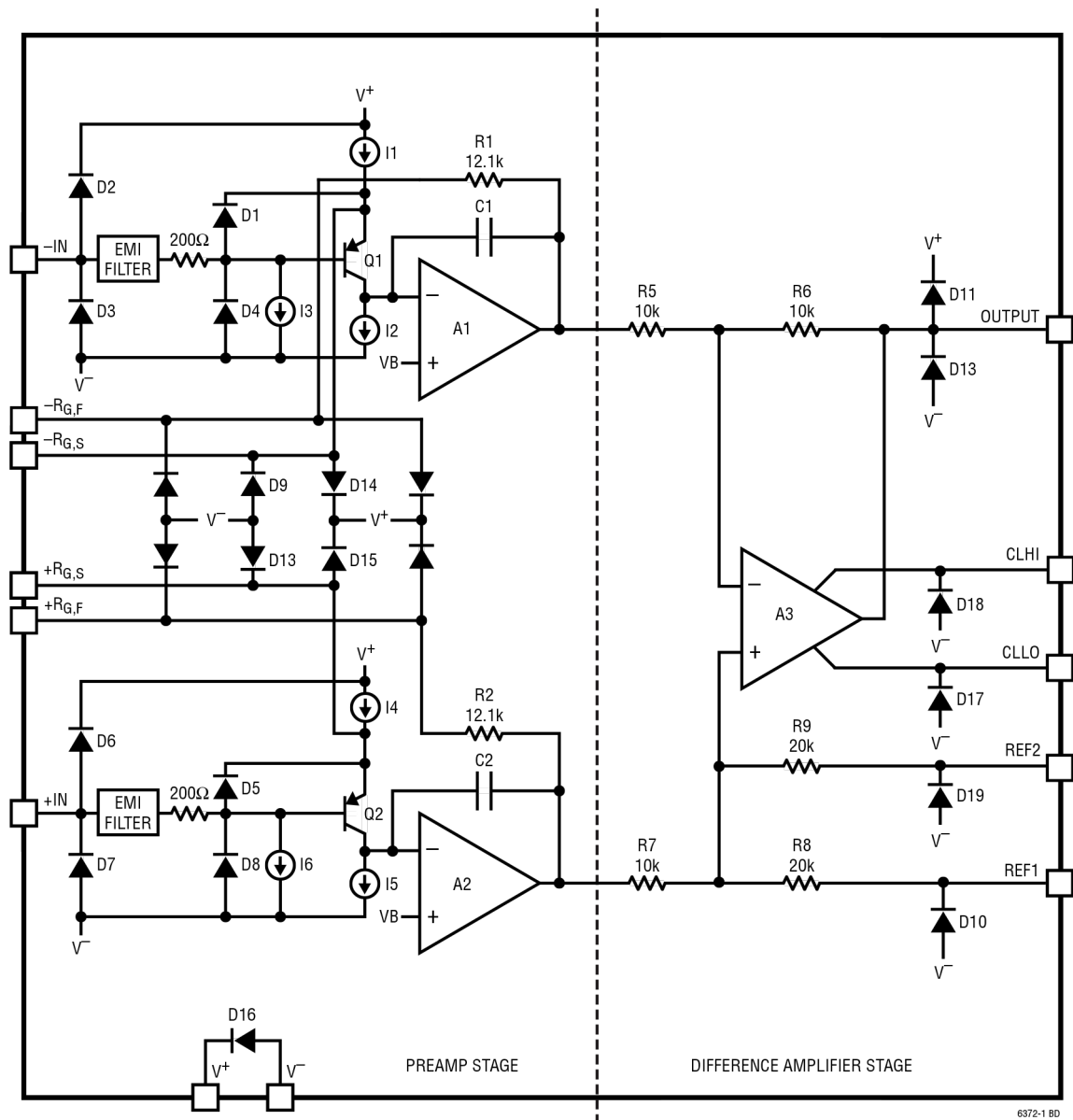
+R_{G,S} (引脚15/引脚17) : 与外部增益设置电阻一起使用。该连接应与+R_{G,F}分开路由到增益设置电阻, 以最大限度地减少增益误差。

+R_{G,F} (引脚16/引脚18) : 与外部增益设置电阻一起使用。该连接应与+R_{G,S}分开路由到增益设置电阻, 以最大限度地减少增益误差。

NIC (引脚3、6、14/引脚1、3、4、6、11、16) : 无内部连接。

DNC (QFN引脚9) : 不连接。该引脚应浮空。

简化功能框图



6372-1 BD

工作原理

LT6372-1是经典三运放仪表放大器拓扑结构的改进版本，集成了可提高精度和简化与ADC的接口的功能。激光微调和专有的单片结构可在额定温度范围内实现高度匹配和极低的电路参数漂移。请参考简化框图以帮助理解以下电路说明。Q1和Q2以及I1和I4中的集电极电流经过微调，以最大限度地减少输入失调电压漂移，从而确保高水平的性能。R1和R2微调为绝对值12.1k，以确保仅使用一个外部电阻器R_G即可准确设置增益（G = 100时为0.12%）。R_G的值决定了前置放大器级的跨导。随着R_G减小使得编程增益增加，输入前置放大器级的跨导也会增加到输入晶体管Q1和Q2的跨导。这会在编程增益增加时导致开环增益增加，从而减少与输入相关的误差和噪声。高增益下的输入电压噪声仅由Q1和Q2决定。在较低增益下，差动放大器和前置放大器增益设置电阻的噪声可能会使噪声增加。增益带宽积由C1、C2和前置放大器跨导决定，后者随着编程增益的增加而增加。因此，带宽会自我调节，不会随增益成正比下降。

输入晶体管Q1和Q2因使用专有的高性能工艺而提供出色的匹配、漂移和噪声性能，又因这些输入设备的高β值而具有低输入偏置电流。通过调整I3和I6可进一步降低输入偏置电流。由于通过Q1-A1-R1回路和Q2-A2-R2回路的反馈，Q1和Q2中的集电极电流保持恒定。放大器环路的作用会在外部增益设置电阻R_G两端施加差分输入电压。由于流经R_G的电流也流经R1和R2，因此这些比率会将放大的差分电压

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

提供给差动放大器A3。差动放大器去除共模电压并提供以REF1和REF2上的电压平均值为基准

的单端输出电压。这种分离式基准电阻配置允许在不使用外部元件的情况下轻松地将输出电压电平转换到ADC输入范围的中心。差动放大器的失调电压经过调整，以最大限度地减少输出失调电压漂移，从而确保即使在低增益下也能获得高水平的性能。电阻器R5至R9经过微调以最大限度地提高CMRR并减少增益误差。由此得出的增益公式为：

$$G = 1 + \frac{24.2k}{R_G}$$

求解增益设置电阻得到：

$$R_G = \frac{24.2k}{G - 1}$$

表1显示了各种增益对应的1%电阻值。

表1. LT6372-1增益和R_G查找。

不同1%标准电阻值所得的增益	
增益	标准1%电阻值(Ω)
1	–
1.996	24.3k
5.007	6.04k
10.06	2.67k
20.06	1.27k
50.69	487
100.6	243
201	121
497.9	48.7
996.9	24.3
使用不同标准1%电阻值的便利整数增益	
整数增益	标准1%电阻值(Ω)
1	–
3	12.1k
21	1.21k
23	1.1k
122	200
201	121
221	110
243	100
1211 (注释2)	20

应用信息

此外，LT6372-1具有两个集成输出电压箝位，可用于限制施加到ADC输入的电压。通常，CLHI连接到ADC的基准电压源，CLLO连接到ADC的接地连接。

有效输入和输出范围

仪表放大器传统上指定有效的输入共模范围和输出摆幅范围。然而，这通常无法反映与内部节点电压范围相关的指标。参考简化框图，前置放

大器A1和A2的输出摆幅以及差动放大器A3的共模输入范围对有效工作范围施加了限制。图1显示了为各种配置产生有效输出的工作区域。可以使用Diamond Plot Tool生成更多有效的输入和输出范围图。

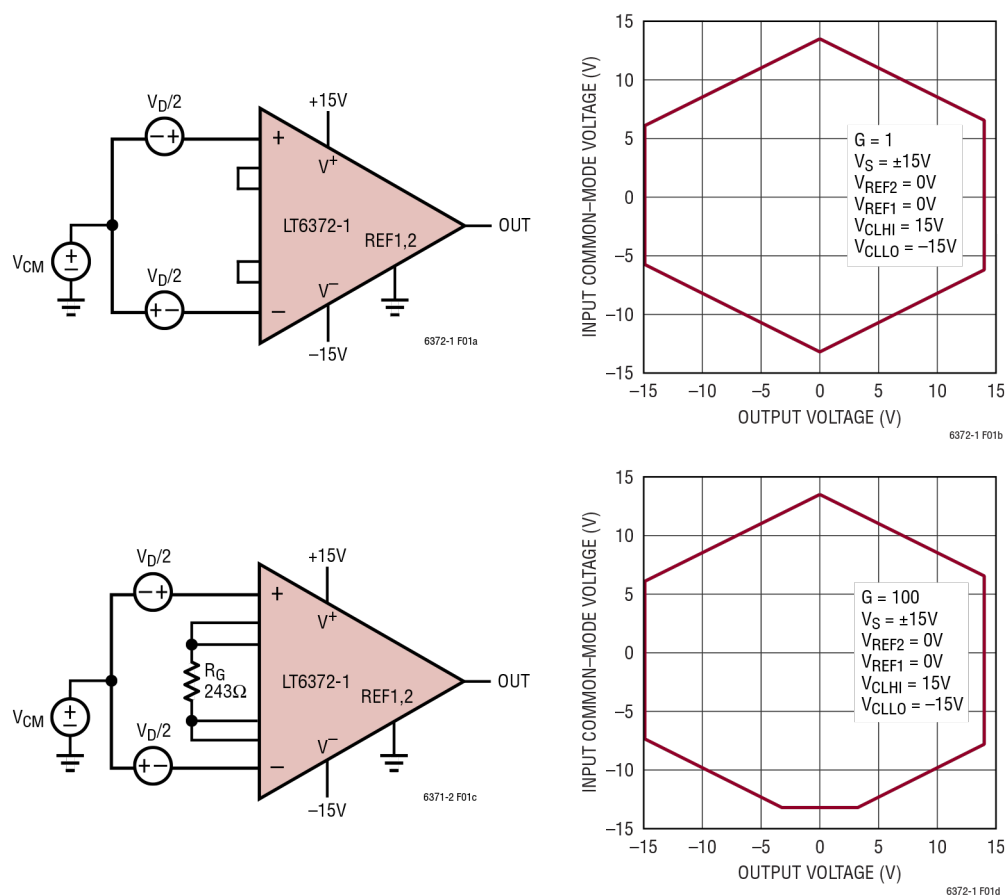


图1. 输入共模范围与输出电压的关系

应用信息

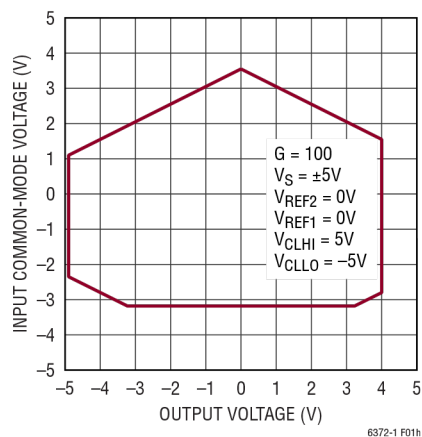
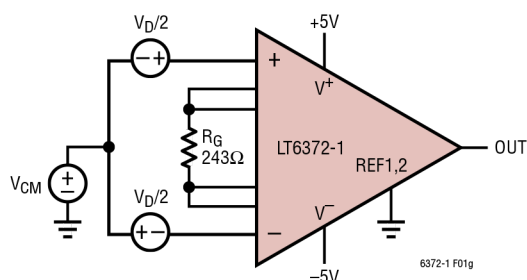
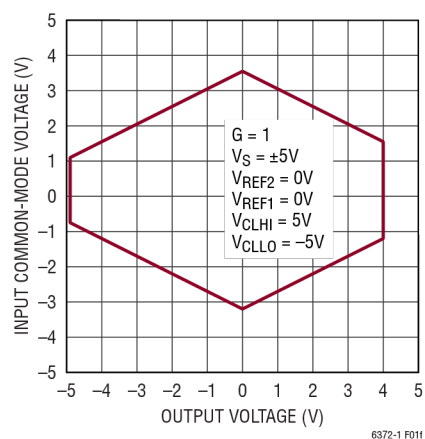
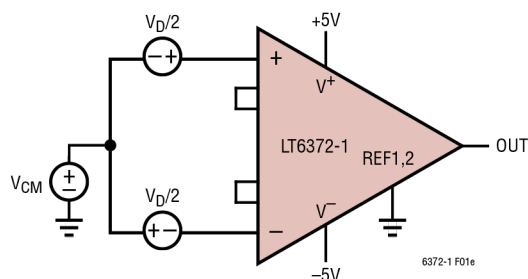
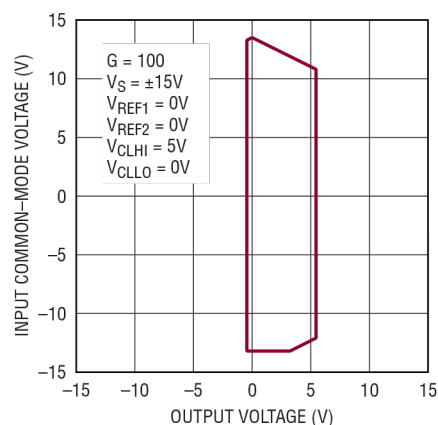
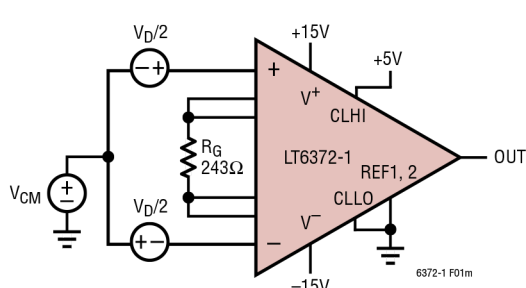


图1 (续). 输入共模范围与输出电压的关系

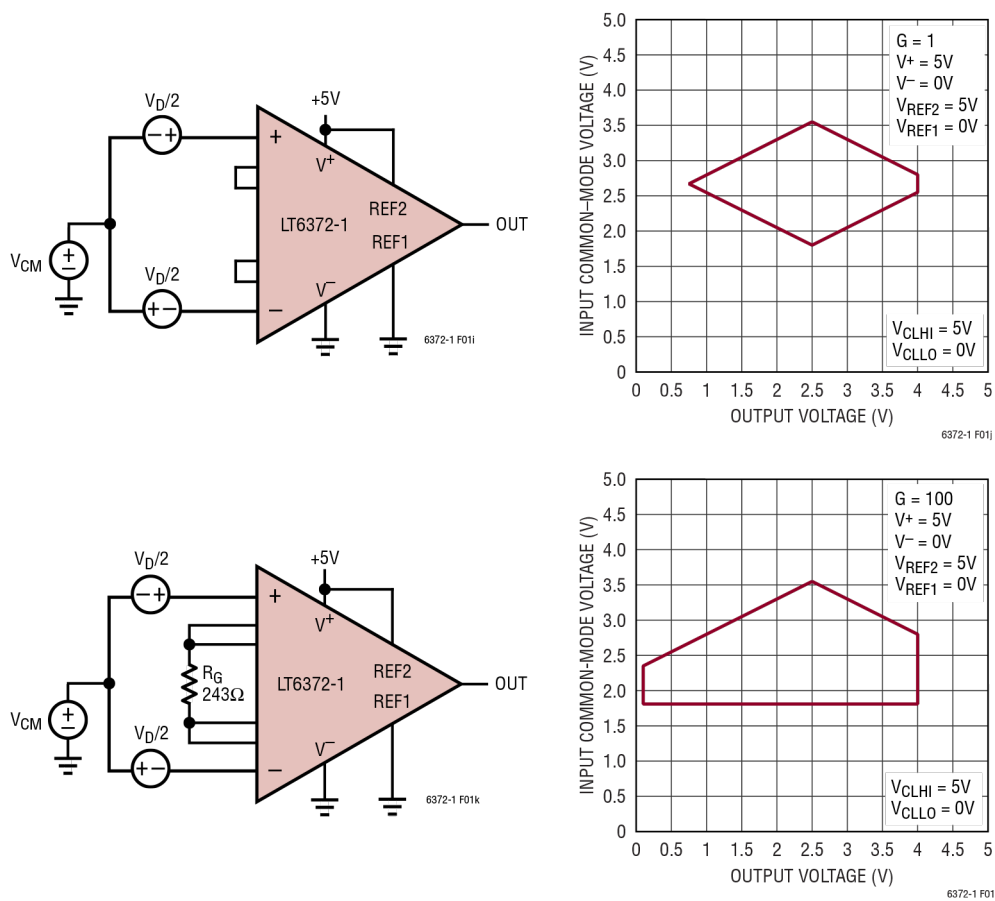


图1（续）. 输入共模范围与输出电压的关系

应用信息

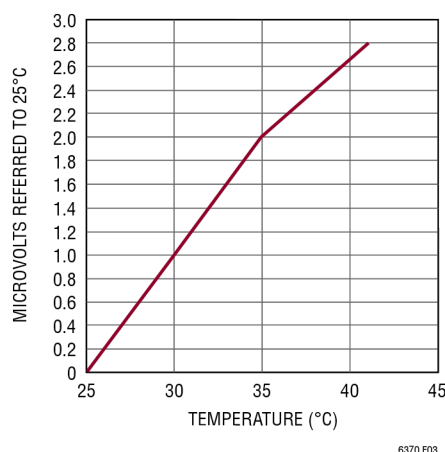
热电偶效应

为了达到微伏级的精度，必须考虑热电偶效应。不同金属的任何连接都会形成热电结并产生与温度相关的小电压。也称为塞贝克效应，这些热EMF可能是低漂移电路中的主要误差源。

连接器、开关、继电器触点、插座、电阻和焊料都是产生大量热EMF的潜在因素。即使是来自不同制造商的铜线的结点也会产生 $200\text{nV}/^{\circ}\text{C}$ 的热EMF，这与LT6372-1的最大输入失调电压漂移规格相当。图3和图4说明了这些电压的潜在幅度及其对温度的敏感性。

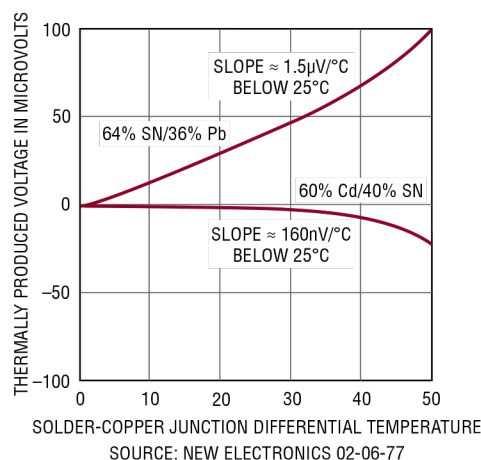
为了最大限度地减少热电偶引起的误差，必须注意电路板布局和元件选择。最好尽量减少放大器输入和 R_G 信号路径中的结点数量，并尽可能避免使用连接器、插座、开关和继电器。如果需要此类元件，则应以降低热EMF特性为原则进行选择。此外，应根据电路板上的热梯度匹配两个输入端的结点数量、类型和布局。这样做可能需要故意引入伪结点以抵消不可避免的结点。

气流还可能导致热梯度，并在测量系统中引起明显的噪声。防止气流穿过敏感电路很重要。这样做通常会显著降低热电偶噪声。将PCB输入走线彼此靠近放置在内部PCB层上，这有助于最大程度地减少由于气流与输入走线热表面积反应而导致的温差。



6370 F03

图3. 来自不同制造商的两根铜线产生的热EMF



6370 F04

图4. 焊锡铜的热EMF

减少与板相关的漏电流效应

漏电流会对系统精度产生重大影响,尤其是在高温和高压应用中。应使用优质绝缘材料,并应清洁绝缘表面以去除助焊剂和其他残留物。对于潮湿环境,可能需要表面涂层以提供防潮层。

进入 R_G 引脚的漏电流通过片内反馈电阻传导,从而在前置放大器的输出端产生误差。该误差与增益无关,并且在低增益时使精度下降的幅度达到最大。要尽可能减少这种漏电流,可以用一个在非常接近 R_G 引脚的电位下工作的保护环包围 R_G 连接。与每个 R_G 引脚相邻的NIC引脚可用于简化此保护环的实现。这些NIC引脚不提供任何偏置,也没有内部连接。在某些情况下,保护环可以连接到偏置到比 R_G 低一个二极管压降的输入电压。

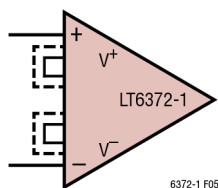


图5. 保护环可用于最大限度地减少进入 R_G 引脚的漏电流

进入输入引脚的漏电流会流过源电阻,直接在输入端产生误差。要尽可能减少这种漏电流,可以用一个在非常接近输入引脚的电位下工作的保护环包围输入连接。在某些情况下,保护环可以连接到比输入端高一个二极管压降的 R_G 。

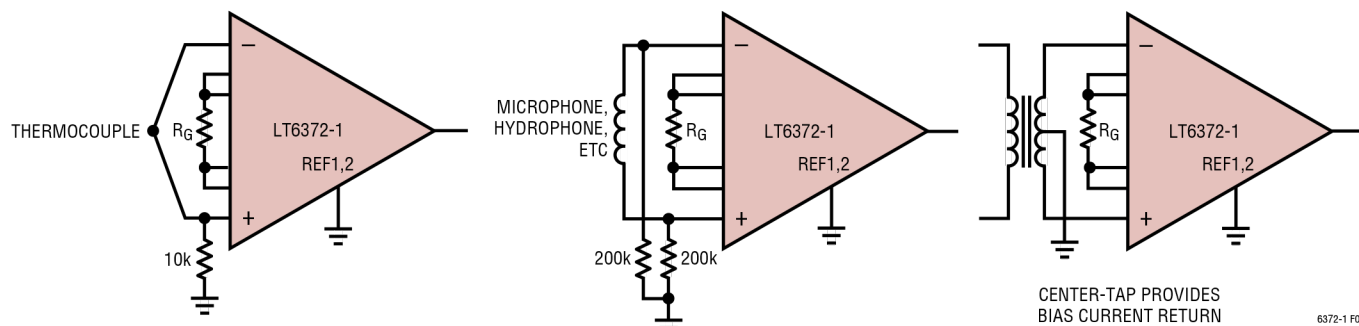


图7. 提供输入共模电流路径

为了实现最低的漏电流,可以使用放大器来驱动保护环。这些缓冲器必须具有非常低的输入偏置电流,因为这将成为漏电流。

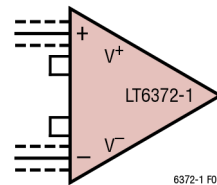


图6. 保护环可用于最大限度地减少进入输入引脚的漏电流

输入偏置电流返回路径

LT6372-1的低输入偏置电流(最大值800pA)和高输入阻抗(225G Ω)允许使用高阻抗源,而不会引入额外的失调电压误差,即使在需要完整共模范围时也是如此。但是,当纯差分信号放大时,必须为两个输入端的输入偏置电流提供一条路径。如果没有这条路径,输入将悬空到任一供电轨并超过LT6372-1的输入共模范围,从而导致输入放大器饱和。图7显示了输入偏置电流路径的三个示例。第一个示例为纯差分信号源,具有10k Ω 的对地输入电流路径。由于信号源的阻抗较低,因此只需要一个电阻。如第二个示例所示,更高阻抗的信号源需要两个匹配电阻。平衡输入阻抗可改善交流和直流共模抑制和直流偏移。如果如第三个示例所示存在中心抽头,则无需输入电阻。

应用信息

输入保护

可以通过添加与每个输入端串联的外部电阻来实现额外的输入保护。如果需要低值电阻，从正电源到每个输入端的箝位二极管将有助于提高稳健性。2N4394漏极/源极至栅极是一种可使用的良好低漏电二极管，如图8所示。应选择稳健的输入电阻器，例如碳素或大金属箔。不应使用性能较差的金属膜和碳膜。

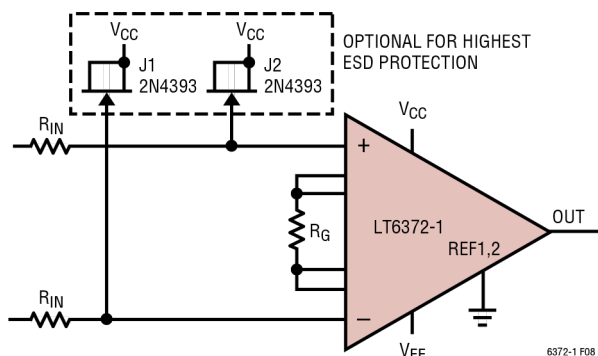


图8. 输入保护

保持 AC CMRR

为了实现最佳AC CMRR，务必要平衡 R_G 增益设置引脚上的电容。此外，如果每个输入端上的源电阻不相等，可以在一个输入端上添加一个额外电阻以改善输入源电阻匹配，进而改善AC CMRR。

RFI 降低/内部 RFI 滤波器

许多工业和数据采集应用中存在大共模电压或高噪声，LT6372-1在这种情况下将用于精确放大小信号。通常，这些非常小的信号（微伏或毫伏量级）的来源是传感器，其与信号调理电路可能相距甚远。虽然可以使用屏蔽或非屏蔽双绞线将这些传感器连接到信号调理电路，但线缆可能充当天线，将非常高频的干扰直接传送到LT6372-1的输入级。

干扰的幅度和频率可能会导致仪表放大器输入失调电压出现额外的直流失调，进而对放大器的输入级产生不利影响。这种众所周知的效应称为RFI整流，该效应产生于带外干扰（通过电感、电容或辐射）耦合并由仪表放大器的输入晶体管整流时。这些晶体管充当高频信号检测器，就像在早期无线电设计中将二极管用作RF包络检测器一样。无论什么类型的干扰，无论通过何种方法将其耦合到电路中，带外误差信号都会与仪表放大器的输入端串联。

为了最大限度地减小这种影响，LT6372-1具有50MHz片内RFI滤波器，它有助于衰减高频干扰，防止其与输入晶体管发生相互作用。这些片内滤波器采用单片结构，因而匹配良好，有助于最大限度地减少交流CMRR性能的下降。为了进一步降低这些带外信号对LT6372-1输入失调电压的影响，可以在输入端增加一个外部低通滤波器。滤波器的位置应非常靠近电路的输入引脚。图9显示了一种有效的滤波器配置，其中在LT6372-1的输入端增加了三个电容。

滤波器根据以下关系式对输入信号加以限制：

$$\text{FilterFreq}_{\text{DIFF}} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)}$$

$$\text{FilterFreq}_{\text{CM}} = \frac{1}{2\pi RC_C}$$

其中 $C_D \geq 10C_C$ 。

C_D 影响差模信号。 C_C 影响共模信号。 $R \times C_C$ 的任何不匹配都会降低LT6372-1 CMRR性能。为避免无意中降低CMRR带宽性能，请确保 C_C 至少比 C_D 小一个量级。较大的 $C_D:C_C$ 比值可降低 C_C 不匹配的影响。

应用信息

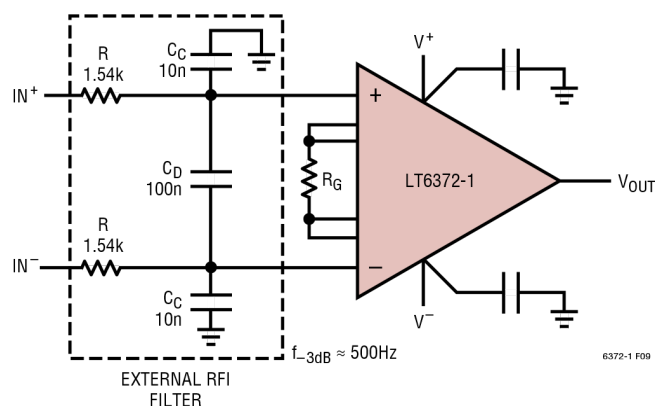


图9. 在仪表放大器的输入端添加一个简单外部RC滤波器有助于进一步减少高频带外信号的整流

为避免发生任何可能的共模到差模信号转换, 请将每个输入端上的共模低通滤波器匹配到1%或更好。以下步骤有助于确定滤波器的适当值:

1. 使用以下公式选择R和CD, 使其低通极点至少比目标最高信号高10倍 (例如, 50Hz信号为500Hz) :

$$\begin{aligned} \text{FilterFreq}_{\text{DIFF}} &= \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)} \\ &= \frac{1}{2\pi R(2C_D + 0.1C_D)} \\ &= \frac{1}{4.2\pi RC_D} \end{aligned}$$

2. 选择 $CC = CD/10$ 。

如果以这种方式实施, 共模极点频率将比差分极点频率高出约20倍。以下是图9中所示值的差分 and 共模低通极点频率:

$$\text{FilterFreq}_{\text{DIFF}} = 500\text{Hz}$$

$$\text{FilterFreq}_{\text{CM}} = 10\text{kHz}$$

应用信息

误差预算分析

LT6372-1采用分离基准电压配置，为双极摆幅与ADC输入端的接口提供了一种方便且有效的方式，无需额外的精密元件。使用图11所示的传统仪表放大器执行相同的电平转换需要外部精密

元件，这会降低精度、增加成本并占用宝贵的PCB空间。表2中的误差预算显示了用作桥式放大器的LT6372-1的总系统误差。

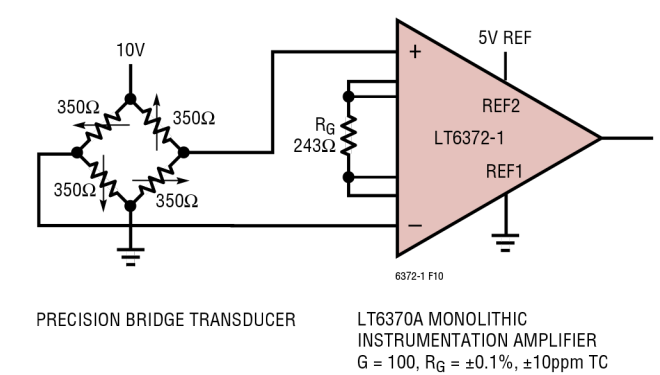


图10. 使用LT6372-1的精密桥式放大器

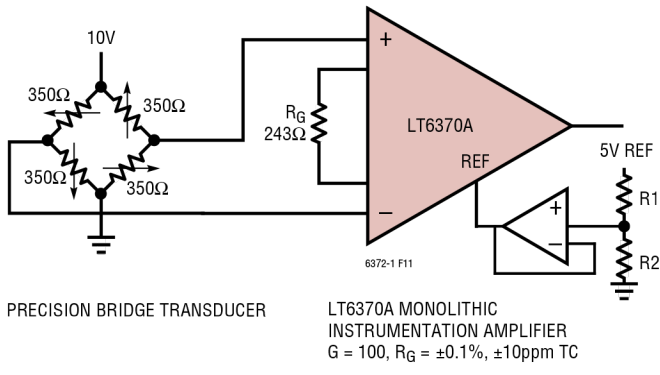


图11. 具有外部电平转换功能的精密桥式放大器

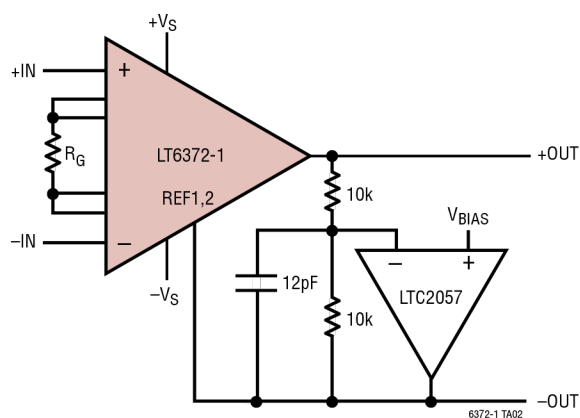
表2. 误差预算

误差源	计算	误差，满量程的ppm
		LT6372-1
绝对精度(T _A = 25°C)		
增益误差，%	增益误差(%) • 10k + 1000	2200
输入失调电压，μV	V _{OSI} /20mV	3000
输出失调电压，μV	[V _{OSO} /100]/20mV	137.5
输入失调电流，nA	[(I _{OS})(350)/2]/20mV	12.25
CMRR，dB	[(CMRR (ppm))(5V)/20mV	250
总精度误差		5599.75
漂移至85°C		
增益漂移，ppm/°C	(增益漂移 + 10ppm/°C)(60°C)	2700
输入失调电压漂移，μV/°C	[(V _{OSI} 漂移)(60°C)]/20mV	1800
输出失调电压漂移，μV/°C	[(V _{OSO} 漂移)(60°C)]/100/20mV	120
总漂移误差		4620
分辨率		
增益非线性，满量程的ppm		50
典型0.1Hz至10Hz电压噪声，μV _{P-P}	(0.1Hz至10Hz噪声)/20mV	10
总分辨率误差		60
误差总和		10279.75

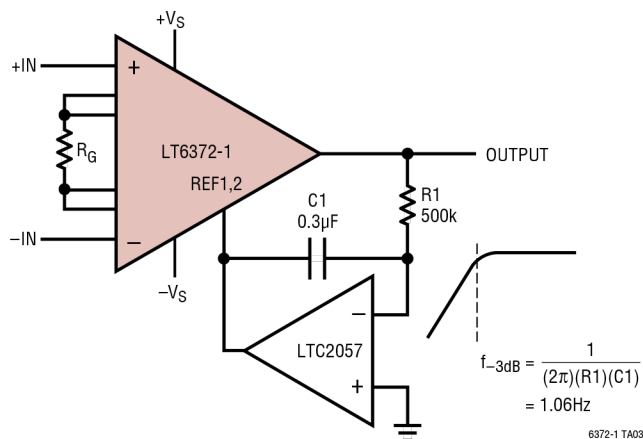
G = 100
所有误差均为最小值/最大值并折合到输入端。

典型应用

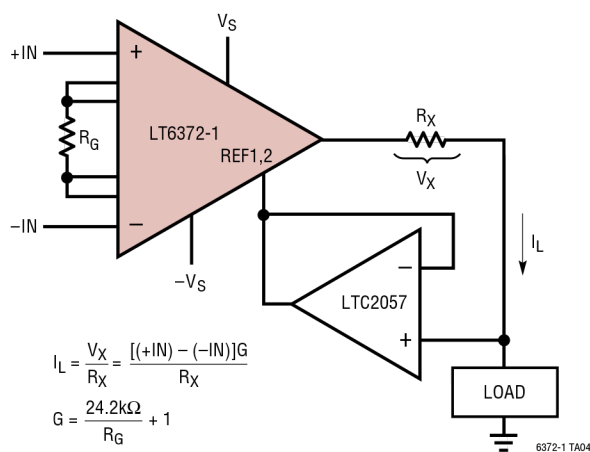
差分输出仪表放大器



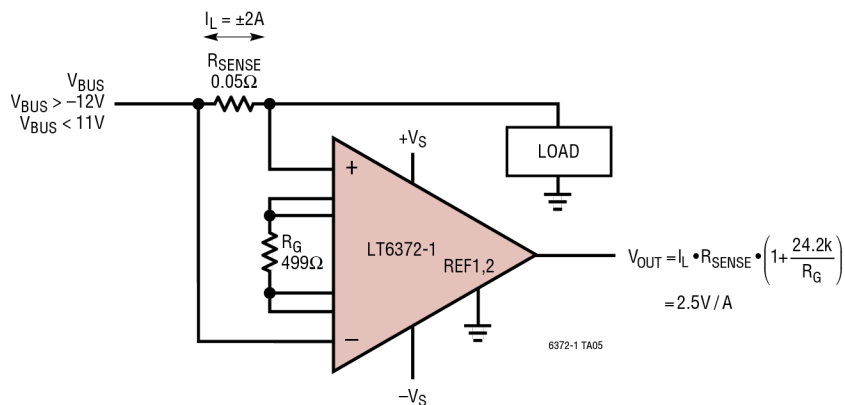
交流耦合仪表放大器



精密电压至电流转换器

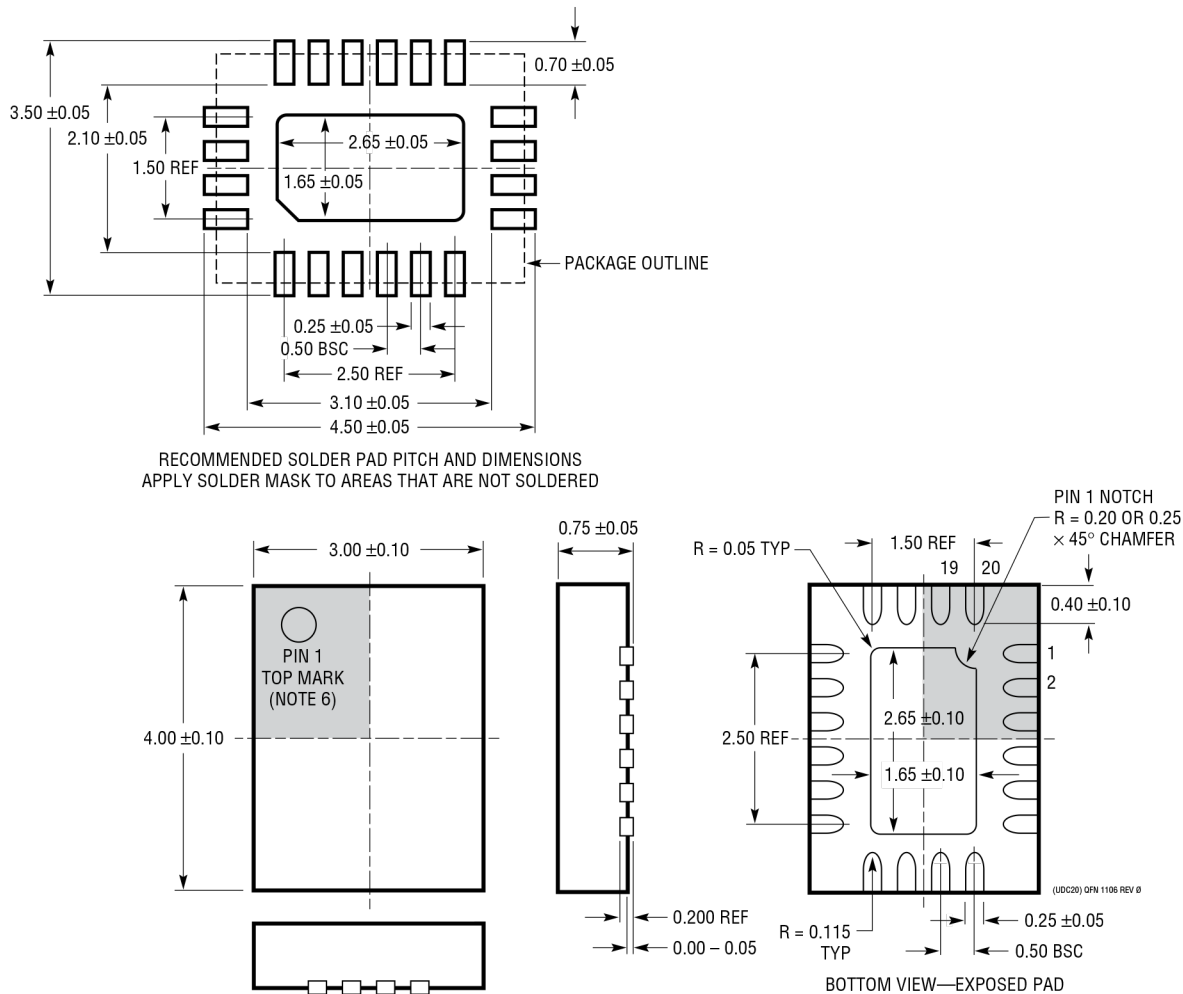


高端、双向电流检测



封装说明

UDC封装
20引脚塑料QFN(3mm × 4mm)
 (参考LTC DWG # 05-08-1742 Rev 0)



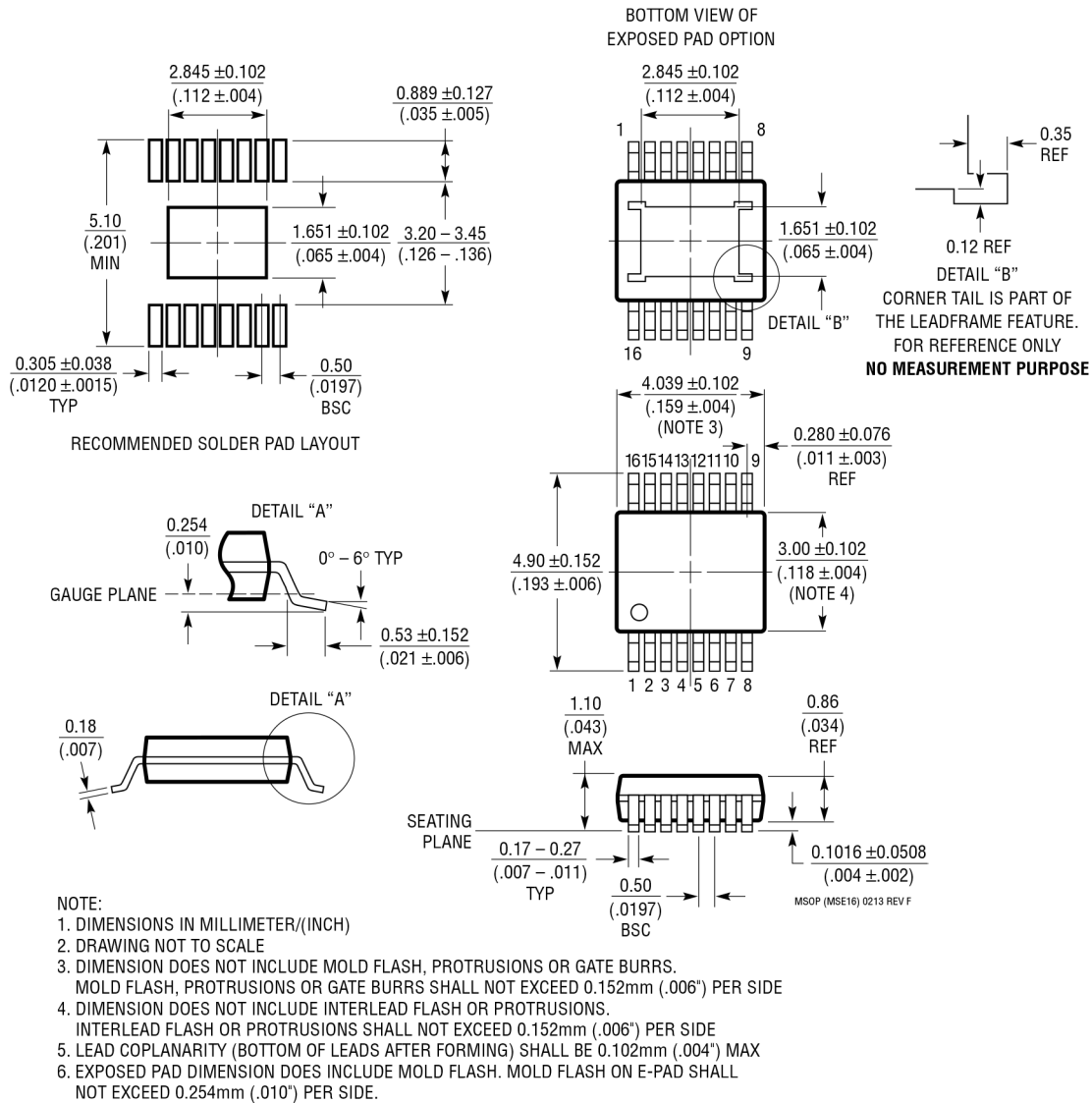
- NOTE:
1. DRAWING IS NOT A JEDEC PACKAGE OUTLINE
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

封装说明

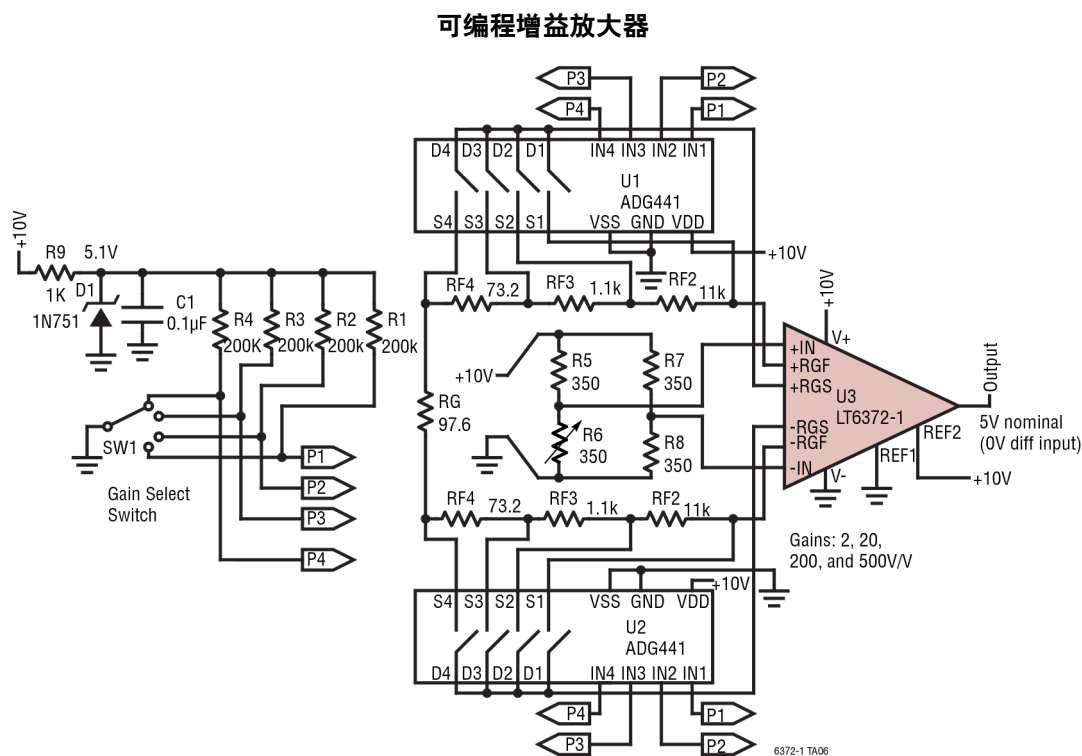
MSE封装

16引脚塑料MSOP，裸露芯片焊盘

(参考LTC DWG # 05-08-1667 Rev F)



典型应用



相关器件

产品型号	描述	备注
仪表放大器		
AD8429	低噪声仪表放大器	$V_S = 36V$, $I_S = 6.7mA$, $V_{OS} = 50\mu V$, $BW = 15MHz$, $en_i = 1nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 45nV/\sqrt{Hz}$
LT6372-0.2	低漂移仪表放大器	LT6372-1最小增益 = 0.2V/V
LT6370	低漂移仪表放大器	$V_S = 30V$, $I_S = 2.65mA$, $V_{OS} = 25\mu V$, $BW = 3.1MHz$, $en_i = 7nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 65nV/\sqrt{Hz}$
LTC1100	零漂移仪表放大器	$V_S = 18V$, $I_S = 2.4mA$, $V_{OS} = 10\mu V$, $BW = 19kHz$, $1.9\mu V_{P-P}$ DC至10Hz
AD8421	低噪声仪表放大器	$V_S = 36V$, $I_S = 2mA$, $V_{OS} = 25\mu V$, $BW = 10MHz$, $en_i = 3nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 60nV/\sqrt{Hz}$
AD8221	低功耗仪表放大器	$V_S = 36V$, $I_S = 900\mu A$, $V_{OS} = 25\mu V$, $BW = 825kHz$, $en_i = 8nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 75nV/\sqrt{Hz}$
LT1167	仪表放大器	$V_S = 36V$, $I_S = 900\mu A$, $V_{OS} = 40\mu V$, $BW = 1MHz$, $en_i = 7.5nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 67nV/\sqrt{Hz}$
AD620	低功耗仪表放大器	$V_S = 36V$, $I_S = 900\mu A$, $V_{OS} = 50\mu V$, $BW = 1MHz$, $en_i = 9nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 72nV/\sqrt{Hz}$
LTC6800	RRIO仪表放大器	$V_S = 5.5V$, $I_S = 800\mu A$, $V_{OS} = 100\mu V$, $BW = 200kHz$, $2.5\mu V_{P-P}$ DC至10Hz
LTC2053	零漂移仪表放大器	$V_S = 11V$, $I_S = 750\mu A$, $V_{OS} = 10\mu V$, $BW = 200kHz$, $2.5\mu V_{P-P}$ DC至10Hz
LT1168	低功耗仪表放大器	$V_S = 36V$, $I_S = 350\mu A$, $V_{OS} = 40\mu V$, $BW = 400kHz$, $en_i = 10nV/\sqrt{Hz}$, $eno = 165nV/\sqrt{Hz}$
运算放大器		
LTC2057	40V零漂移运算放大器	$V_{OS} = 4\mu V$, 漂移 = $15nV/^{\circ}C$, $I_B = 200pA$, $I_S = 900\mu A$
模数转换器		
LTC2389-16	16位SAR ADC	2.5Msps, 96dB SNR, 162.5mW
LTC2367-16	16位SAR ADC	500Ksps, 94.7dB SNR, 6.8mW

