

自主封測 品質把控 售後保障

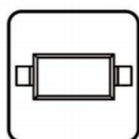
WEB | WWW.TDSEMIC.COM



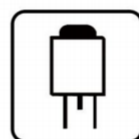
電源管理



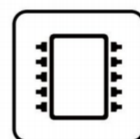
顯示驅動



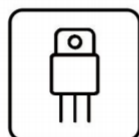
二三極管



LDO穩壓器



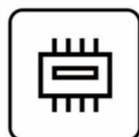
觸摸芯片



MOS管



運算放大器



存儲芯片



MCU



串口通信

TD8551

產品規格說明書

零漂移低功耗 1.5MHz 轨到轨输入输出运算放大器

» 1 产品描述

TD855x 系列放大器采用获得专利的快速阶跃响应斩波稳定技术，对输入失调电压进行持续测量与补偿，从而实现极低的失调电压与漂移，并消除 1/f 噪声以及时间与温度引起的漂移。该设计突破使器件在仅 125 μ A 供电电流下即可兼具 1.5MHz 增益带宽积与 1.2V/ μ s 压摆率，且单位增益稳定，具有良好的电源抑制比（PSRR）与共模抑制比（CMRR）。

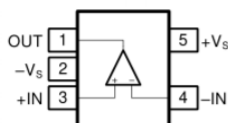
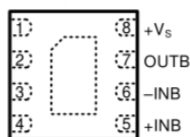
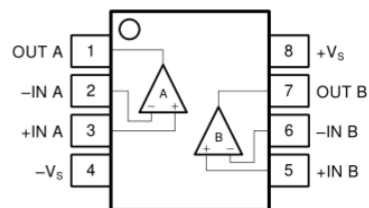
TD855x 系列非常适合需要对低电平信号进行精密放大、且不容许误差存在的场合，同时兼具高带宽与快速建立能力。轨到轨输入与输出摆幅使高边与低边采样都易于实现。该系列可采用低至 1.8V 的单电源供电，适用于两节电池供电的应用。

TD855x 运算放大器具备增强型 EMI 保护，可最大限度降低外部电磁干扰的影响，并具有很高的抗静电放电（ESD）能力（5kV HBM）。全部型号均按 -40°C ~ +125°C 扩展工业级温度范围规定。

» 产品应用

- 精密电流采样
- 热电阻检测（RTD）
- 温度、位置与压力传感器
- 医疗设备
- 电子秤
- 应变计放大器
- 热电偶放大器
- A/D 转换器驱动

» 引脚配置



TD8551 (SOT23-5L)、TD8552 (DFN2x2-8L 与 SOIC-8L) 引脚配置

» 2 产品特点

- 高直流精度：失调电压 V_{OS} 最大 $\pm 8 \mu$ V，漂移最大 ± 40 nV/°C
- A_{VOL} ：最小 112dB ($V_{DD} = 5.5$ V)
- PSRR：最小 112dB ($V_{DD} = 5.5$ V)
- CMRR：最小 112dB ($V_{DD} = 5.5$ V)
- V_n ：典型 0.45 μ V_{PP} ($f = 0.1 \sim 10$ Hz)
- 1.5MHz 带宽与 1.2V/ μ s 压摆率
- 1V 阶跃建立至 0.1% 时间：1.2 μ s
- 过载恢复至 0.1% 时间：35 μ s
- 低功耗，每放大器 125 μ A，电源电压范围宽达 1.8V ~ 5.5V
- 工作温度范围：-40°C ~ +125°C

» 3 绝对最大额定值

系。

参数	绝对最大额定值
电源电压 V_{S+} 至 V_{S-}	10.0V
信号输入端子：电压、电流	$V_{S-} - 0.5V$ 至 $V_{S+} + 0.5V$, $\pm 20mA$
输出短路	连续
存储温度范围 T_{STG}	$-65^{\circ}C$ 至 $+150^{\circ}C$
结温 T_J	$150^{\circ}C$
引脚焊接温度（10 秒）	$260^{\circ}C$

» 4 ESD 额定值

参数	项目	数值	单位
静电放电电压	人体模型（HBM），MIL-STD-883J / Method 3015.9	$\pm 5\ 000$	V
	带电器件模型（CDM），ESDA/JEDEC JS-002-2014	$\pm 2\ 000$	
	机器模型（MM），JESD22-A115C	± 250	

（1）JEDEC 文件 JEP155 指出，500V HBM 允许采用标准 ESD 控制工艺进行安全制造。

（2）JEDEC 文件 JEP157 指出，250V CDM 允许采用标准 ESD 控制工艺进行安全制造。

» 5 热阻信息

封装	θ_{JA} ($^{\circ}C/W$)
SOT23-5L	190
DFN2x2-8L	80
SOIC-8L	125

» 6 电性参数

$V_S = 5.0V$, $T_A = +25^{\circ}C$, $V_{CM} = V_S/2$, $V_O = V_S/2$, $R_L = 10k\Omega$ 接 $V_S/2$, 除非另有说明。粗体限值适用于全部规定温度范围 $T_A = -40$ 至 $+125^{\circ}C$ 。

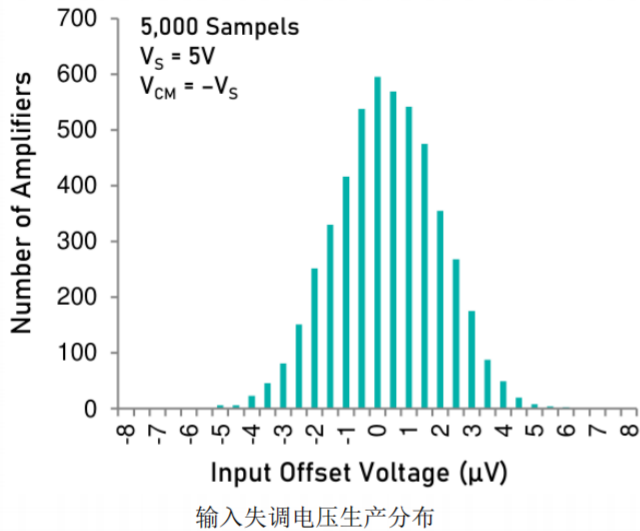
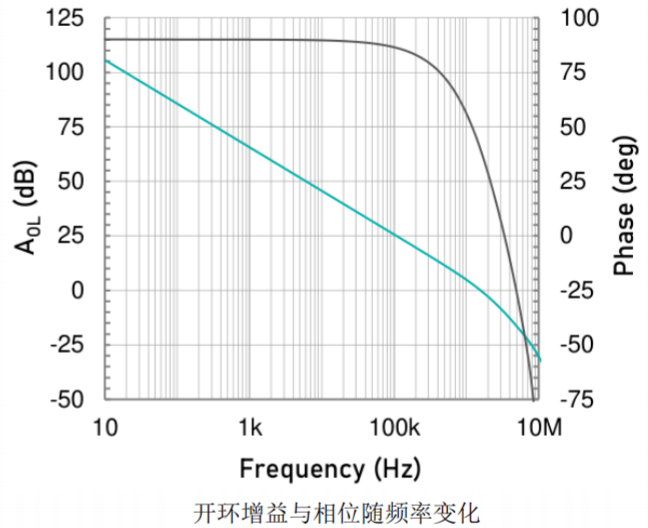
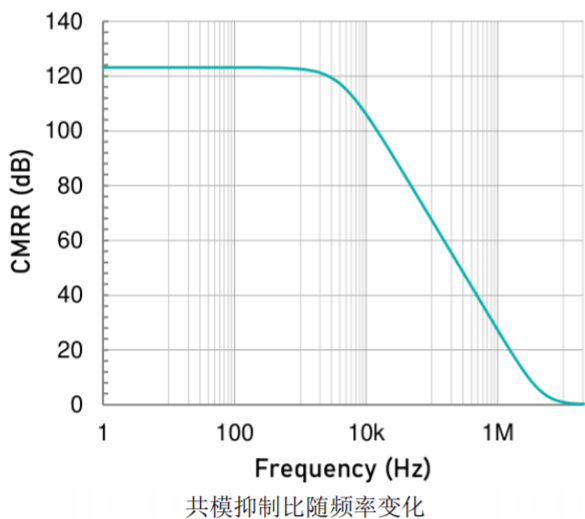
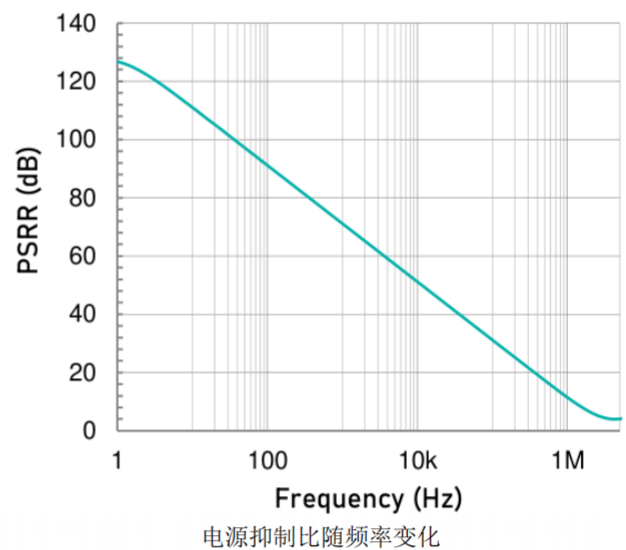
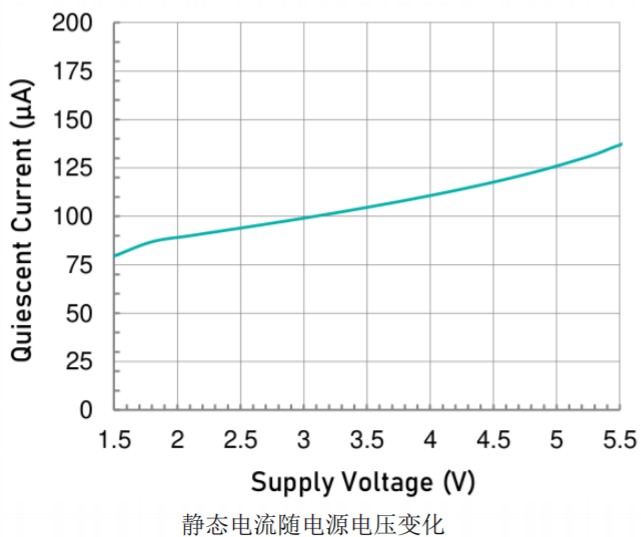
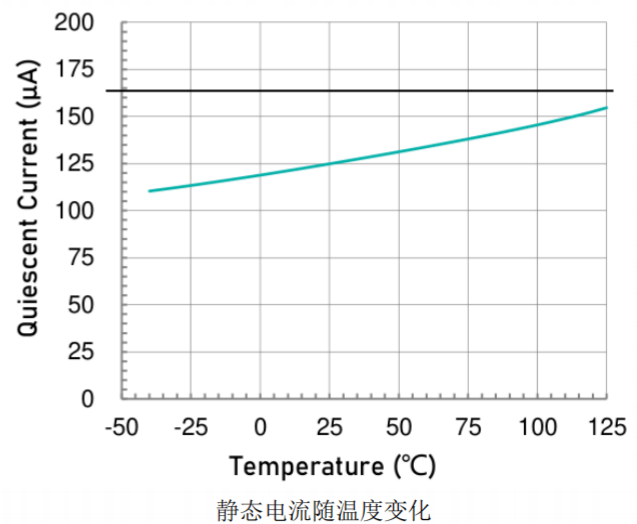
符号	参数	条件	最小	典型	最大	单位
失调电压						
V_{OS}	输入失调电压			± 2	± 8	μV
$V_{OS\ TC}$	失调电压漂移	$T_A = -40$ 至 $+125^{\circ}C$		± 5	± 40	nV/ $^{\circ}C$
PSRR	电源抑制比	$V_S = 2.0$ 至 $5.5V$, $V_{CM} < V_{S+} - 2V$	112	126		dB

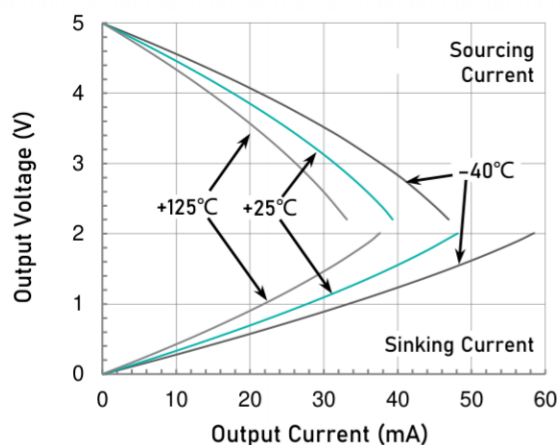
符号	参数	条件	最小	典型	最大	单位
		$T_A = -40 \text{ 至 } +125^\circ\text{C}$	106			
输入偏置电流						
I_B	输入偏置电流			± 70		pA
		$T_A = +85^\circ\text{C}$			± 150	
		$T_A = +125^\circ\text{C}$			± 700	
I_{OS}	输入失调电流			± 100		pA
噪声						
V_n	输入电压噪声	$f = 0.01 \text{ 至 } 1\text{Hz}$		0.1		μV_{P-P}
		$f = 0.1 \text{ 至 } 10\text{Hz}$		0.45		
e_n	输入电压噪声密度	$f = 10\text{kHz}$		15		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 1\text{kHz}$		19		
I_n	输入电流噪声密度	$f = 1\text{kHz}$		10		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电压						
V_{CM}	共模电压范围		$V_{S-} - 0.1$		$V_{S+} + 0.1$	V
CMRR	共模抑制比	$V_S = 5.5\text{V}, V_{CM} = -0.1 \text{ 至 } 5.5\text{V}$	112	130		dB
		$V_{CM} = 0 \text{ 至 } 5.3\text{V}, T_A = -40 \text{ 至 } +125^\circ\text{C}$	106			
		$V_S = 2.0\text{V}, V_{CM} = -0.1 \text{ 至 } 2.0\text{V}$	102	122		
		$V_{CM} = 0 \text{ 至 } 1.8\text{V}, T_A = -40 \text{ 至 } +125^\circ\text{C}$	96			
输入阻抗						
R_{IN}	输入电阻			100		G Ω
C_{IN}	输入电容	差分		2.0		pF
		共模		3.5		
开环增益						
A_{VOL}	开环电压增益	$R_L = 20\text{k}\Omega, V_O = 0.05 \text{ 至 } 3.5\text{V}$	112	132		dB
		$T_A = -40 \text{ 至 } +125^\circ\text{C}$	106			
		$R_L = 2\text{k}\Omega, V_O = 0.15 \text{ 至 } 3.5\text{V}$	101	120		
		$T_A = -40 \text{ 至 } +125^\circ\text{C}$	95			
频率响应						
GBW	增益带宽积	$f = 1\text{kHz}$		1.5		MHz
SR	压摆率	$G = +1, C_L = 100\text{pF}, V_O = 1.5 \text{ 至 } 3.5\text{V}$		1.2		V/ μs
t_S	建立时间	至 0.1%, $G = +1, 1\text{V}$ 阶跃		1.2		μs
		至 0.01%, $G = +1, 1\text{V}$ 阶跃		1.5		
t_{OR}	过载恢复时间	至 0.1%, $V_{IN} \times \text{增益} > V_S$		35		μs
输出						
V_{OH}	高电平输出电压摆幅	$R_L = 20\text{k}\Omega$		$V_{S+} - 6$		mV

符号	参数	条件	最小	典型	最大	单位
		$R_L = 2k\Omega$	$V_{S+} - 100$	$V_{S+} - 60$		
V_{OL}	低电平输出电压摆幅	$R_L = 20k\Omega$		$V_{S-} + 4$		mV
		$R_L = 2k\Omega$		$V_{S-} + 40$	$V_{S-} + 66$	
Z_{OUT}	开环输出阻抗	$f = 350kHz, I_O = 0$		2		k Ω
I_{SC}	短路电流	经 10Ω 输出电流		40		mA
		经 10Ω 灌入电流		50		
电源						
V_S	工作电源电压	$T_A = 0 \text{ 至 } +70^{\circ}C$	1.8		5.5	V
		$T_A = -40 \text{ 至 } +125^{\circ}C$	2.0		5.5	
I_Q	静态电流（每放大器）		80	125	190	μA
热特性						
T_A	工作温度范围		-40		+125	$^{\circ}C$
		SOT23-5L		190		
		DFN2x2-8L		80		
		SOIC-8L		125		

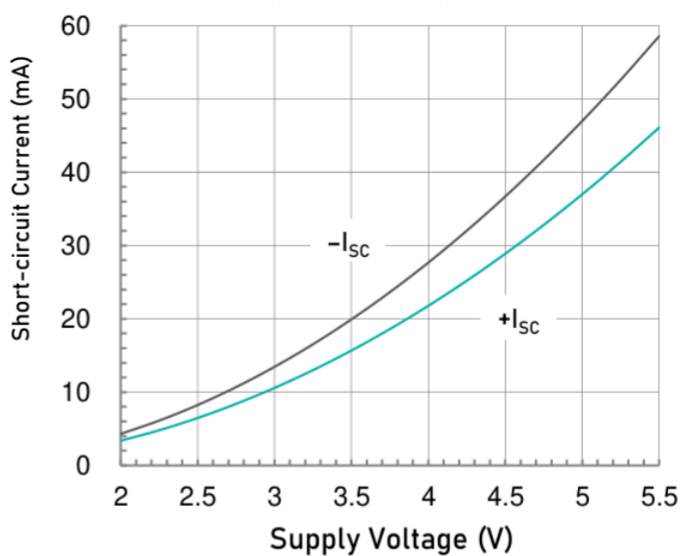
» 7 典型特征曲线

$T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 2.5\text{V}$, $V_{CM} = V_S/2$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ 接 $V_S/2$, $C_L = 100\text{pF}$, 除非另有说明。

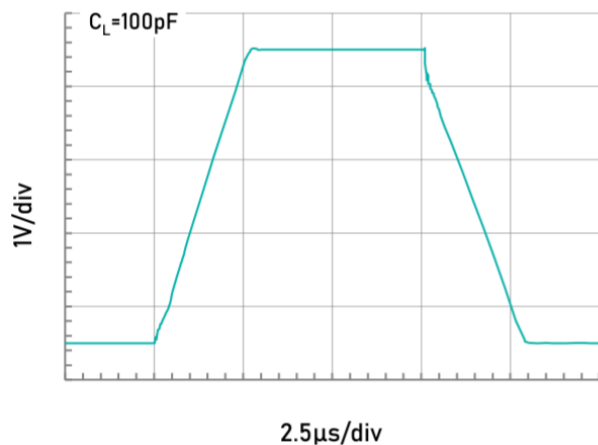




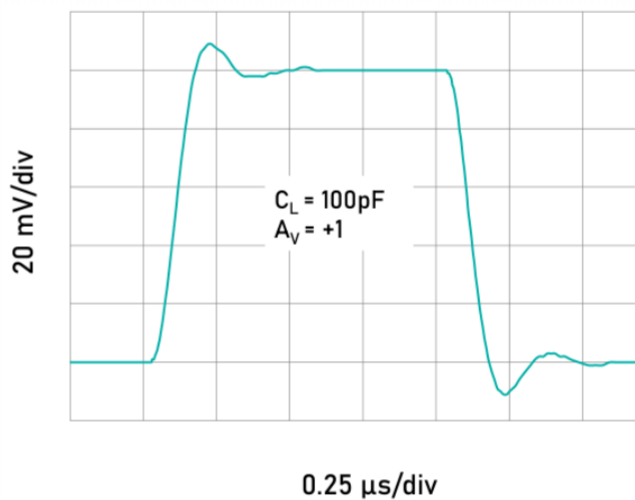
输出电压摆幅随输出电流变化



短路电流随电源电压变化



大信号阶跃响应 (4V 阶跃)



小信号阶跃响应 (100mV 阶跃)

» 8 应用说明

内部失调校正

TD855x 运算放大器采用时间连续 500kHz 自校准的专有技术，在内部对失调电压进行零校正，每 $2\mu\text{s}$ 校正一次。上电后约需 $100\mu\text{s}$ 即可达到规定的 V_{OS} 精度。该设计无混叠噪声，也无闪烁噪声。

容性负载与稳定性

TD855x 系列在无缓冲配置下可安全驱动最高 500pF 的容性负载。对多数放大器而言，驱动更大的容性负载会引起过量程与振铃，甚至振荡。重容性负载会降低相位裕度，使放大器频率响应出现峰值。峰值对应于过冲或振铃时的时域响应。因此，若必须使用外部补偿，建议在 TD855x 运放驱动超过 500pF 负载时采用。该补偿对单位增益配置尤为重要，因为这是稳定性最差的工况。

一种快速简便的容性负载稳定方法是在放大器输出端与负载电容之间串接电阻 R_{ISO} ，如图 2 所示。 R_{ISO} 将放大器输出与反馈网络和容性负载隔离。 R_{ISO} 阻值越大， V_{OUT} 越稳定。注意该方法会损失增益精度，因为 R_{ISO} 与 R_L 构成分压器。

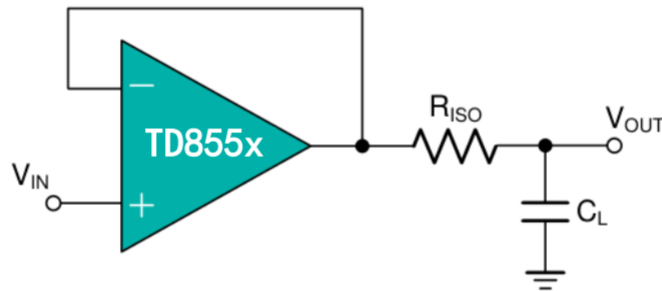


图2 间接驱动重容性负载

图 3 给出了一种改进电路，可同时保证直流精度与交流稳定性。 R_F 通过将反相信号与输出相连来保证直流精度。 C_F 与 R_{ISO} 则把输出信号的高频分量回馈到放大器反相输入端，以补偿相位裕度的损失，从而在整体反馈环路中保住相位裕度。

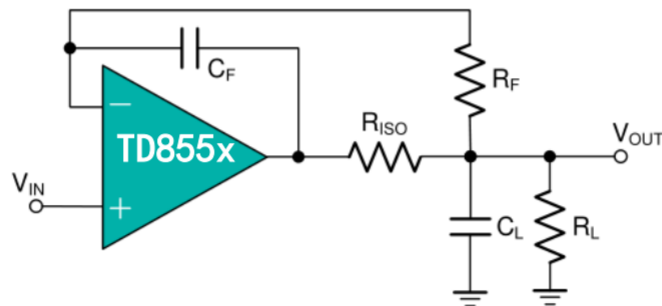


图3 保证直流精度的重容性负载间接驱动

对于无缓冲配置，还有两种提高相位裕度的方法：(a) 提高放大器增益；(b) 在反馈电阻上并联一个电容，以抵消反相节点的寄生电容。

过载恢复

过载恢复时间定义为放大器输出从饱和状态恢复到线性状态所需的时间。当输出电压超出额定电压时，器件会进入饱和区，原因可能是输出电压过高或增益过高。器件进入饱和区后，输出器件中的电荷载流子需要时间才能回到线性状态。此后器件按规定的压摆率缓慢回退。因此过载工况下的传播延迟为过载恢复时间与压摆时间之和。TD855x 系列的过载恢复时间约为 35 μ s。

EMI 抑制比

电路性能常受高频 EMI 的不利影响。当信号强度低、传输线长时，运算放大器必须精确放大输入信号。然而运放的所有引脚——同相输入、反相输入、正电源、负电源与输出引脚——都可能受到 EMI 信号影响。这些高频信号可通过传导、近场辐射或远场辐射等多种方式耦合进运放。例如导线和印刷电路板（PCB）走线可充当天线，拾取高频 EMI 信号。

由于带宽相对较低，放大器不会放大 EMI 或 RF 信号。但由于输入器件的非线性，运放会对这些带外信号进行整流，整流后的信号在输出端表现为直流失调。

TD855x 运放在输入级集成了 EMI 滤波器。衡量 EMI 抑制能力的数学定义为： $EMIRR = 20 \log (V_{IN_PEAK} / \Delta V_{OS})$ 。

工作电压

TD855x 系列在 2.0V 至 5.5V ($\pm 1.0V$ 至 $\pm 2.75V$) 范围内可 fully 规定并保证性能，且多数指标在 $-40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$ 范围内适用。随工作电压或温度显著变化的参数见典型特性曲线图。注意：电源电压 (V_{S+} 至 V_{S-}) 高于 +10V 会永久性损坏器件。

输入电压

TD855x 系列的输入共模电压范围比负电源轨低 100mV，并可到达正电源轨。这一性能由互补输入级实现：N 沟道输入差分对与 P 沟道差分对并联。N 沟道对在接近正轨的输入电压下工作（典型为 $V_{S-} - 1.4V$ 至正电源），而 P 沟道对在低于负电源约 200mV 至约 $V_{S-} - 1.4V$ 的输入范围内工作。两者同时导通的过渡区很窄，典型为 $V_{S-} - 1.2V$ 至 $V_{S-} - 1V$ ，该 200mV 过渡区随工艺变化最多可偏移 200mV。因此过渡区（两对同时导通）可从低端的 $V_{S-} - 1.4V$ 至 $V_{S-} - 1.2V$ ，一直到高端的 $V_{S-} - 1V$ 至 $V_{S-} - 0.8V$ 。在该过渡区内，PSRR、CMRR、失调电压、失调漂移与 THD 相比过渡区之外的工作状态会有所下降。

TD855x 在正常工作时的典型输入偏置电流约为 70pA。在过驱条件下偏置电流会显著增大。过驱最常见的原因是运放工作在线性区之外。当运放输出被驱动到某一电源轨时，反馈回路条件无法满足，输入引脚间便产生差分输入电压。该差分电压会激活前端输入斩波开关内部的寄生二极管，这些二极管与电磁干扰（EMI）滤波电阻共同构成等效电路。注意在线性区内输入偏置电流仍保持在规定范围内。

输入 EMI 滤波与箝位电路

图 1 为输入 EMI 滤波与箝位电路。TD855x 运放内部具有 ESD 保护二极管（D1、D2、D3、D4），连接在各输入端与各电源轨之间。这些二极管在静电放电时保护输入晶体管，正常工作时反向偏置。该保护方案允许在任一输入端施加超出电源轨约 500mV 的电压而不造成永久性损伤。详见绝对最大额定值表。

运算放大器对 EMI 的敏感度各不相同。若传导 EMI 进入运放，则存在 EMI 时输出直流失调会偏离标称值。这是内部半导体结 related 的信号整流所致。虽然运放所有引脚功能都可能受 EMI 影响，但输入引脚最易受影响。TD855x 系列的 EMI 滤波器由两只 5k Ω 输入串联电阻（RS1、RS2）、两只共模电容（CCM、CCM2）与一只差分电容（CD）组成。这些 RC 网络把共模信号的 $-3dB$ 低通截止频率设在 35MHz，

把差分信号设在 22MHz。

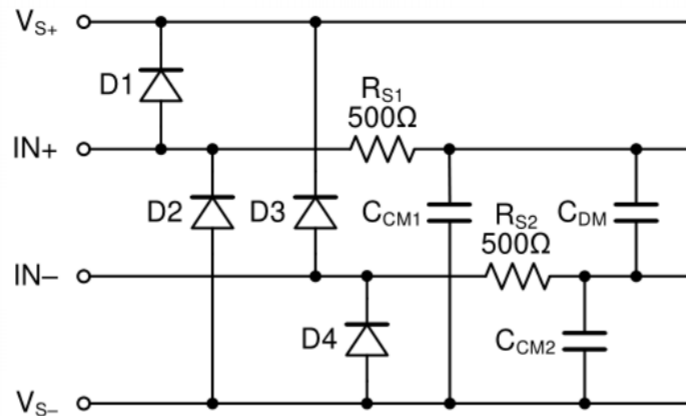


图1 输入 EMI 滤波与箝位电路

通过合理布局实现性能最大化

要获得极高的输入阻抗与低失调电压性能，TD855x 运放的电路布局需格外用心。PCB 表面必须保持洁净、无潮气，以避免相邻走线间产生漏电流。表面涂覆可降低表面吸湿性，提供湿度屏障，从而减少寄生电阻。在放大器输入周围使用保护环（guard ring）可进一步降低漏电流。图 4 给出了表贴布局的正确保护环俯视图。保护环不必环绕特定宽度，但应形成绕输入与输出两端的连续环路。把保护环电压设为与反相输入相等，可使寄生电容也最小化。为进一步降低漏电流，元件可用特氟龙绝缘子安装到 PCB 上。

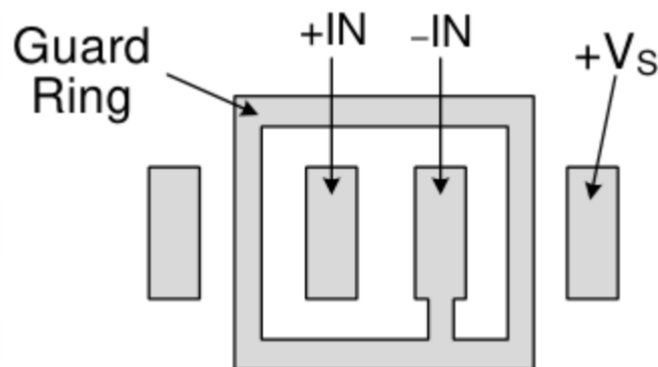


图4 在敏感引脚周围使用保护环

其他失调误差来源还有电路板上的热电电压。该电压也称塞贝克（Seebeck）电压，出现在两种不同金属的结点处，与结点温度成正比。电路板上最常见的金属结是焊料-板走线结与焊料-元件引脚结。若元件一端的 PCB 温度与另一端不同，产生的塞贝克电压便不相等，从而形成热电压误差。

该热电误差可通过添加虚拟元件与热电误差源匹配来减小。把虚拟元件尽量靠近其配对元件放置，可保证两者塞贝克电压相等，从而抵消热电误差。保持电路板环境温度恒定可进一步减小该误差。使用地平面对有助于把热量均匀分布到整板，并降低 EMI 噪声拾取。

输入-输出耦合

为减小容性耦合，输入与输出信号走线不应平行。这有助于减少不必要的正反馈。

» 9 典型应用电路

精密低边电流分流采样

许多应用需要在正或负电源轨附近采样信号。电流分流采样即为其中之一，最常用于反馈控制系统，也广泛用于其他场合，包括电量计量、电池电量计与工业应用中的反馈控制。此类应用希望使用阻值很低的分流电阻，以最小化串联压降。这不仅减少无谓功耗，还能在大电流下采样，从而省电。

典型分流电阻为 $100\text{m}\Omega$ ，测量电流 1A 时产生 100mV 电压。放大器的误差源并不关键。但在 1mA 量级的低电流测量下，分流电阻上 $100\mu\text{V}$ 的压降要求放大器具有极低的失调电压与漂移才能保证绝对精度。

零漂移放大器的独特属性正好提供了解决方案。图 5 给出采用 TD8551/TD8552 的低边电流采样电路。TD8551/TD8552 配置为增益 10 的差分放大器，其 CMRR 很高，但系统 CMRR 受限于外部电阻器。

因此，系统高 CMRR 的关键在于从阻值与相对漂移上都良好匹配的电阻。 $R_2/R_1 = R_4/R_3$ 。传递函数为：

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{SHUNT}} \times \text{Gain}_{\text{Diff_Amp}} = (R_{\text{SHUNT}} \times I_{\text{LOAD}}) \times (R_2/R_1) = 100 \times I_{\text{LOAD}}$$

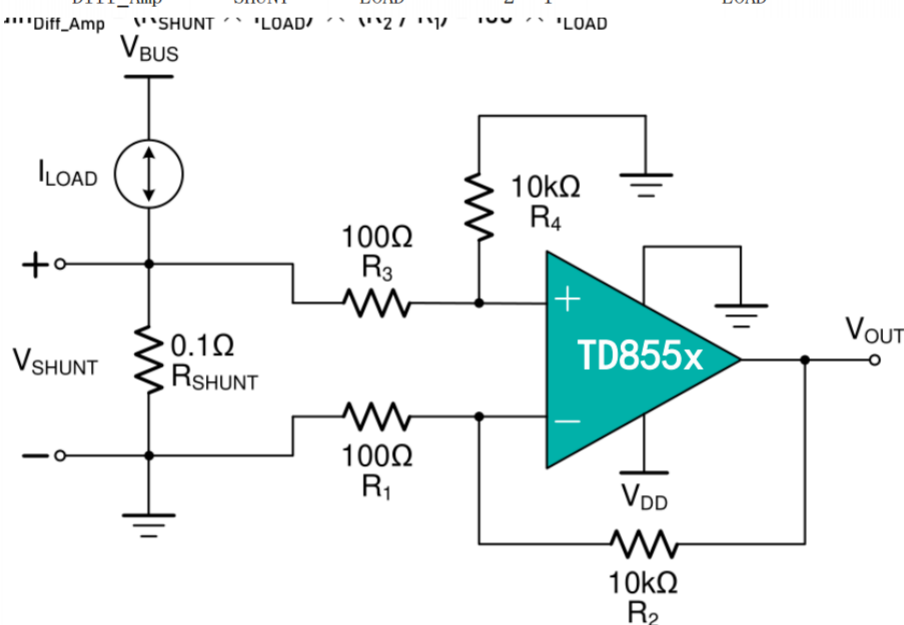


图5 低边电流采样电路

TD8551/TD8552 的任一未用通道都必须配置成单位增益，并把输入共模电压接到电源中点。双

向电流采样

本单电源、低边、双向电流采样方案可检测 -1A 至 $+1\text{A}$ 的负载电流，单端输出摆幅为 10mV 至 3.19V 。选用 TD855x 是因为其低失调电压与轨到轨输入输出。其中一只放大器配置为差分放大器，另一只用于提供基准电压。

图 6 给出该方案，其要求如下： • 供电电压： 3.3V • 输入： -1A 至 $+1\text{A}$ • 输出： $1.65\text{V} \pm 1.54\text{V}$ (110mV 至 3.19V)

该设计存在两类误差：失调与增益。增益误差来自分流电阻的容差以及 R_4 与 R_3 、 R_2 与 R_1 的比值。失调误差来自分压器 (R_5 与 R_6)，以及 R_4/R_3 与 R_2/R_1 的匹配程度。后者影响差分放大器的 CMRR，最终表现为失调误差。

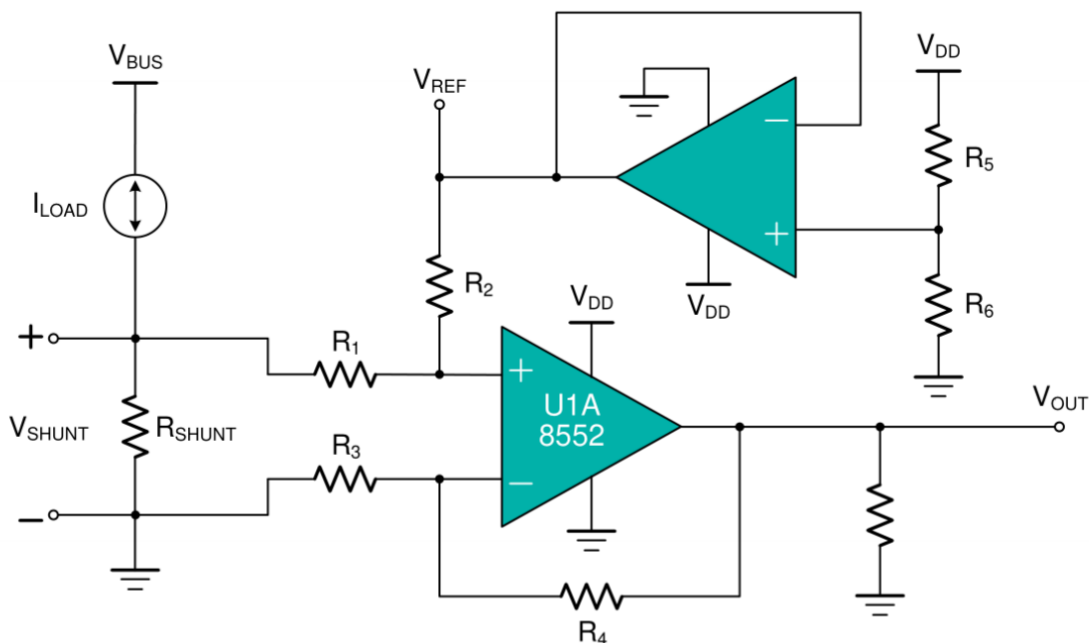


图6 双向电流采样原理图

负载电流 I_{LOAD} 流过分流电阻 R_{SHUNT} 产生分流电压 V_{SHUNT} ，再由 U1A 与 R_1 至 R_4 构成的差分放大器放大。差分放大器增益由 R_4 与 R_3 的比值决定。为减小误差，取 $R_2 = R_4$ 、 $R_1 = R_3$ 。基准电压 V_{REF} 由 U1B 缓冲的电阻分压器提供。传递函数见式 (1)：

$$V_{OUT} = V_{SHUNT} \times \text{Gain}_{\text{Diff_Amp}} + V_{REF} \quad (1)$$

$$\blacksquare V_{SHUNT} = I_{LOAD} \times R_{SHUNT}$$

$$\blacksquare \text{Gain}_{\text{Diff_Amp}} = R_4 / R_3$$

$$\blacksquare V_{REF} = V_{DD} \times [R_6 / (R_5 + R_6)]$$

该设计同样存在失调与增益两类误差，来源同上。由于 V_{SHUNT} 是低边测量，它就是系统负载的地电位，因此必须对 V_{SHUNT} 设上限。本设计 V_{SHUNT} 最大值取 100mV。式 (2) 在最大分流电压 100mV、最大负载电流 1A 条件下计算分流电阻上限：

$$R_{SHUNT(MAX)} = V_{SHUNT(MAX)} / I_{LOAD(MAX)} = 100\text{mV} / 1\text{A} = 100\text{m}\Omega \quad (2)$$

要设定差分放大器的增益，还须考虑 TD8551 的共模范围与输出摆幅，见式 (3) 与式 (4)，即 3.3V 供电下 LTD8551 的典型共模范围与最大输出摆幅：

$$\blacksquare -100\text{mV} < V_{CM} < 3.4\text{V} \quad (3)$$

$$\blacksquare 100\text{mV} < V_{OUT} < 3.2\text{V} \quad (4)$$

差分放大器增益可按式 (5) 计算：

$$\text{Gain}_{\text{Diff_Amp}} = (V_{OUT_MAX} - V_{OUT_MIN}) / [R_{SHUNT} \times (I_{MAX} - I_{MIN})] = (3.2\text{V} - 100\text{mV}) / 100\text{m}\Omega \times [1\text{A} - (-1\text{A})] = 15.5\text{V/V} \quad (5)$$

R_1 与 R_3 选用 1k Ω ； R_2 与 R_4 选用 15.4k Ω ，因为这是最接近的标准阻值。因此差分放大器理想增益为 15.4V/V。电路的增益误差主要取决于 R_1 至 R_4 ，因此选用 0.1% 电阻。该配置可降低设计需要两点校准的可能性；如需简单的一点校准，即可消除 0.5% 电阻引入的失调误差。

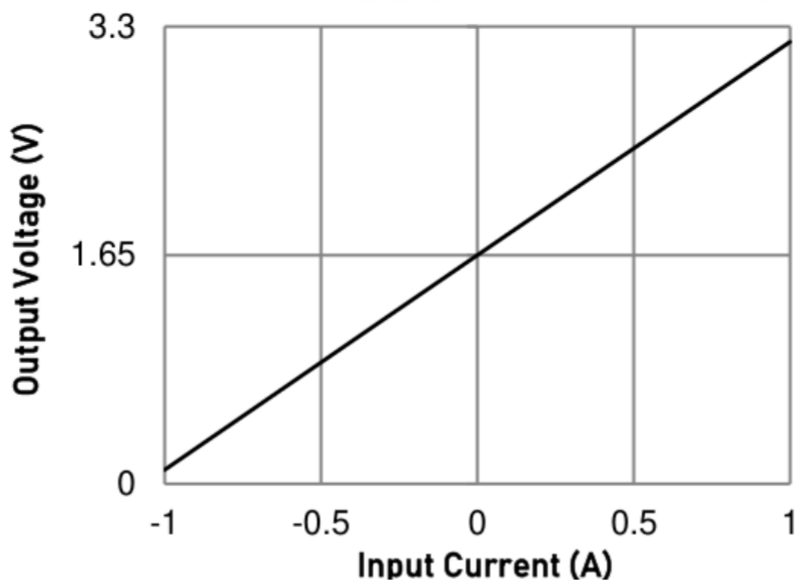


图7 双向电流采样电路性能：输出电压随输入电流变化

高边电压-电流 (V-I) 转换器

图 8 电路为高边电压-电流 (V-I) 转换器，把 0V 至 2V 的输入电压转换为 0mA 至 100mA 的输出电流。

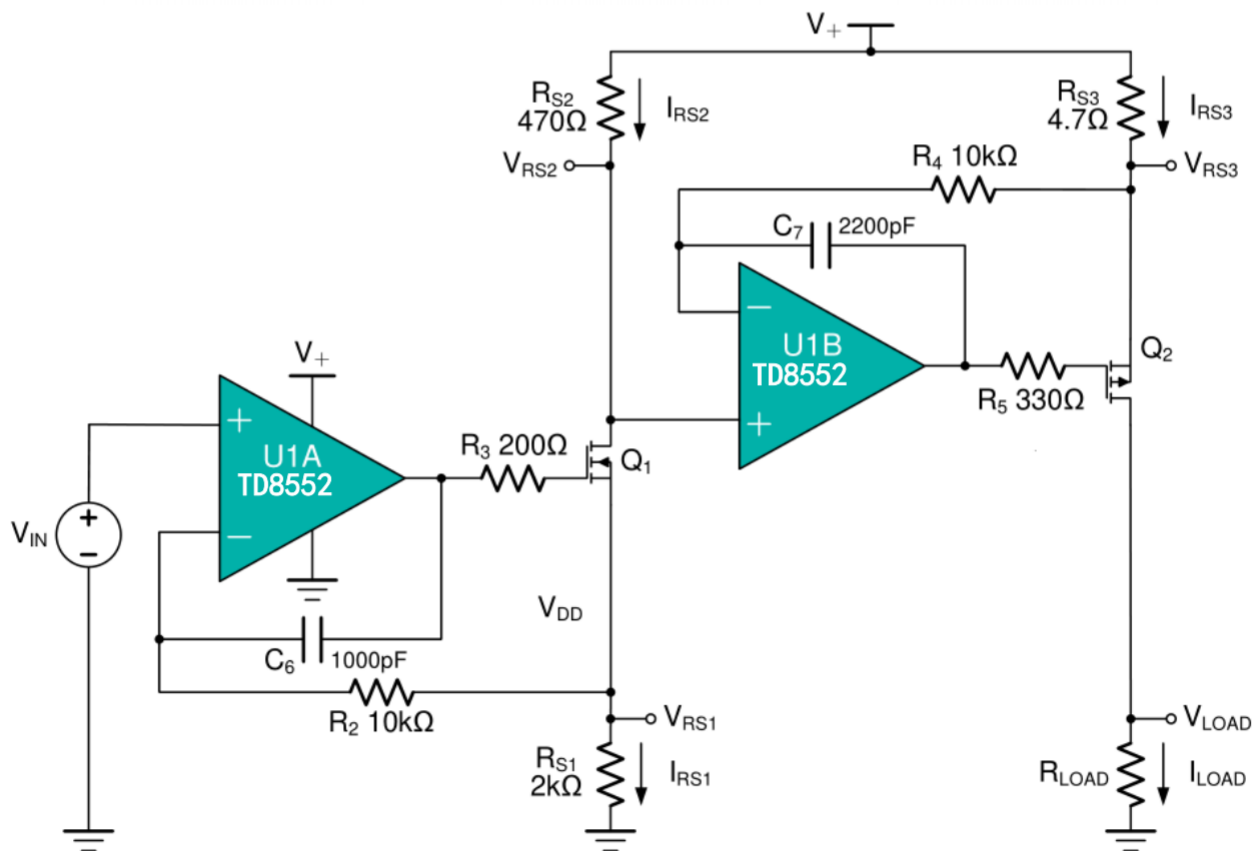


图8 双向电流采样原理图

该设计要求如下： • 供电电压：5V DC • 输入：0V 至 2V DC • 输出：0mA 至 100mA DC • $R5/R2 = R6/R4$ • $RG1 = RG2$, $R1 = R3$, $R2 = R4$, $R5 = R6$ • $VOUT = (VIN1 - VIN2) \times (1 + R1/RG1) \times$

(R5/R2)

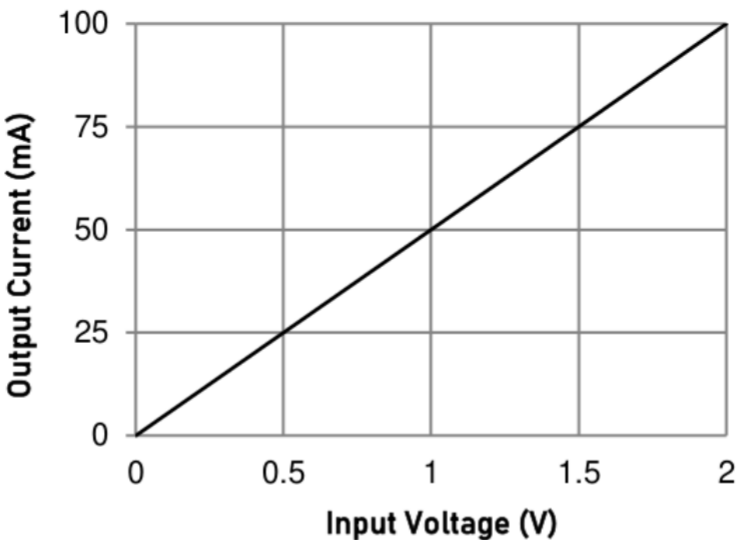


图9 高边 V-I 转换器实测传递函数

电阻对性能在制造容差、时间与温度维度上的表现至关重要。假设理想单位增益差分放大器具有无穷大共模抑制，1% 的电阻匹配精度只能得到 34dB 的共模抑制。因此建议至少选用 0.01% 或更高精度的电阻。

要用外部电阻搭建不牺牲噪声性能的分立仪表放大器，必须密切关注所选阻值。RG1 与 RG2 的热噪声会被仪表放大器的总噪声增益放大，因此必须选取足够小的阻值，以在保证测量精度的同时降低输出端的热噪声贡献。

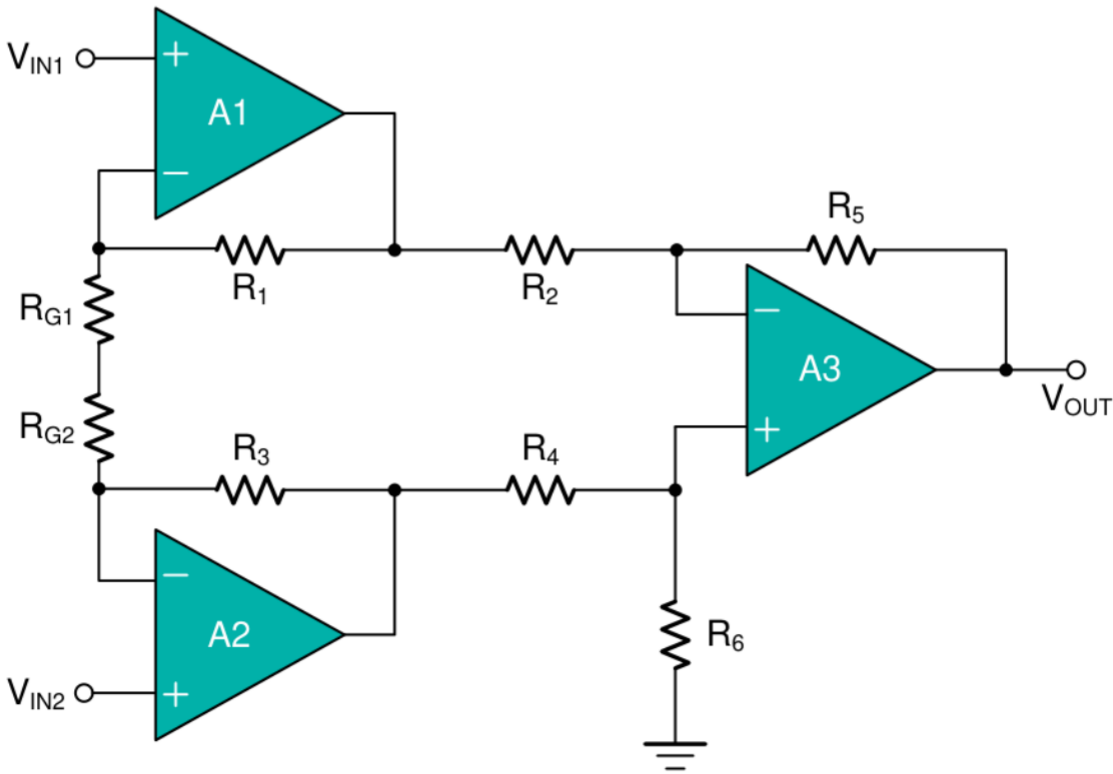


图10 分立三运放仪表放大器

图 11 给出外部电阻折算到输出的噪声贡献。

图11 外部电阻噪声贡献示例

电阻	阻值	电阻热噪声	折算到输出的热噪声
R_{G1}	0.4 k Ω	2.57 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	128.30 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_{G2}	0.4 k Ω	2.57 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	128.30 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_1	10 k Ω	12.83 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	25.66 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_2	10 k Ω	12.83 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	25.66 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_3	10 k Ω	12.83 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	25.66 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_4	10 k Ω	12.83 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	25.66 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_5	20 k Ω	18.14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	18.14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_6	20 k Ω	18.14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	18.14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

注意 A1 与 A2 增益为 $1 + R_F/R_G$ ，因此应选用高精度、低失调电压与低噪声的放大器，例如 TD8551/TD8552。相反，A3 增益较低，对运放的要求不同。其输入失调电压与输入电压噪声按 overall 增益折算到仪表放大器输入后，要除以第一级增益，因此不那么重要。同样要注意，放大器的输入失调电压与输入电压噪声也须经 overall 噪声增益折算。

TD8551/TD8552 的任一未用通道必须配置成单位增益，并把输入共模电压接到电源中点。

理解噪声对分立仪表放大器（或差分放大器，即三运放仪表放大器的第二级）的影响非常重要，因为它们在许多不同应用中都很常用。

称重传感器（应变计）信号调理

TD8552 具有超低失调、漂移与噪声，非常适合对高增益精度要求的低电平传感器输出信号进行调理。称重传感器（load cell）正是此类应用的典型例子。图 12 给出单电源精密称重测量系统的配置。TD8552 位于前端，用于放大来自称重传感器的低电平信号。

PCB 走线上的电流会产生 IR 压降。长时间工作时该压降可达数毫伏甚至更高，构成显著误差。1 英寸长、0.005 英寸宽、1 盎司铜箔在室温下电阻约为 100m Ω 。10mA 负载电流下即可引入 1mV 误差。

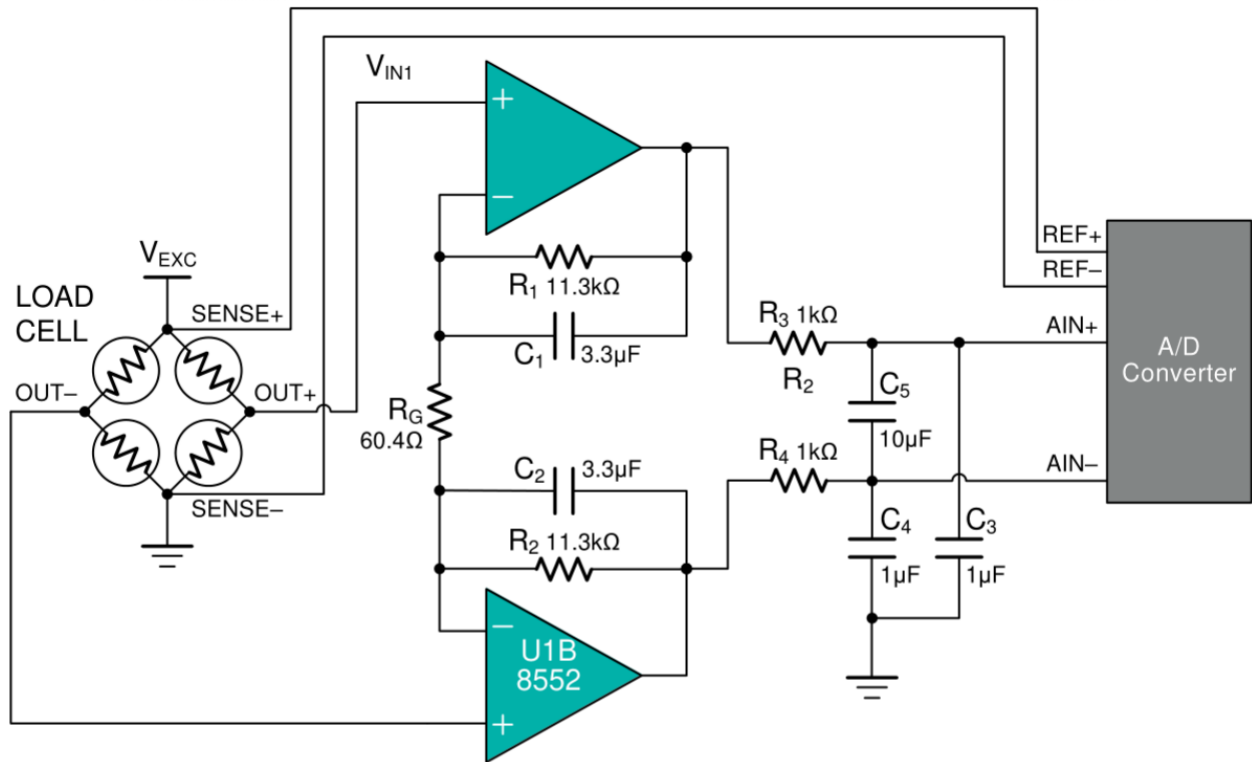


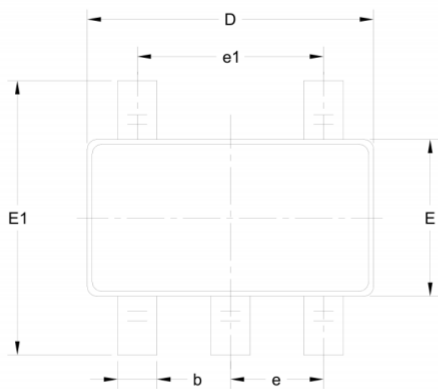
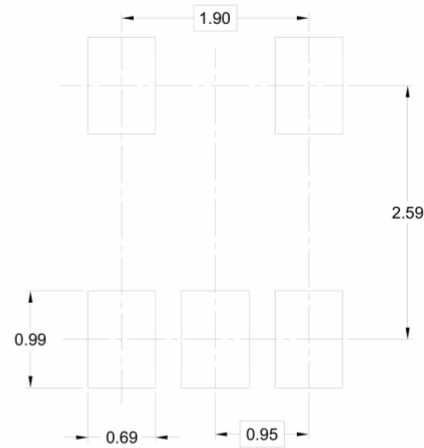
图12 精密称重测量系统

因此电路中采用 6 线制称重传感器。除激励、地与两路输出外，它还有两个采样引脚。采样引脚分别接到惠斯通电桥的高边（激励引脚）与低边（地引脚）。这样无论导线电阻造成多大压降，都能准确测得电桥电压。两路采样引脚还接到模数转换器（ADC）的基准输入，构成比率测量配置，对电源激励电压的低频变化免疫。

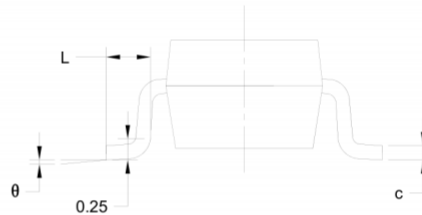
TD8552 配置为三运放仪表放大器的第一级，把来自称重传感器的低电平幅度信号放大 $1 + 2R_F/R_G$ 倍。电容 C_1 与 C_2 置于放大器反馈回路中，与 R_G 、 R_2 共同实现低通滤波。该滤波限制进入 $\Sigma-\Delta$ ADC 的噪声量。此外， C_3 、 C_4 、 C_5 、 R_3 与 R_4 提供进一步的共模与差模滤波，以抑制噪声与无用信号。

» 11 封装信息

SOT-23-5



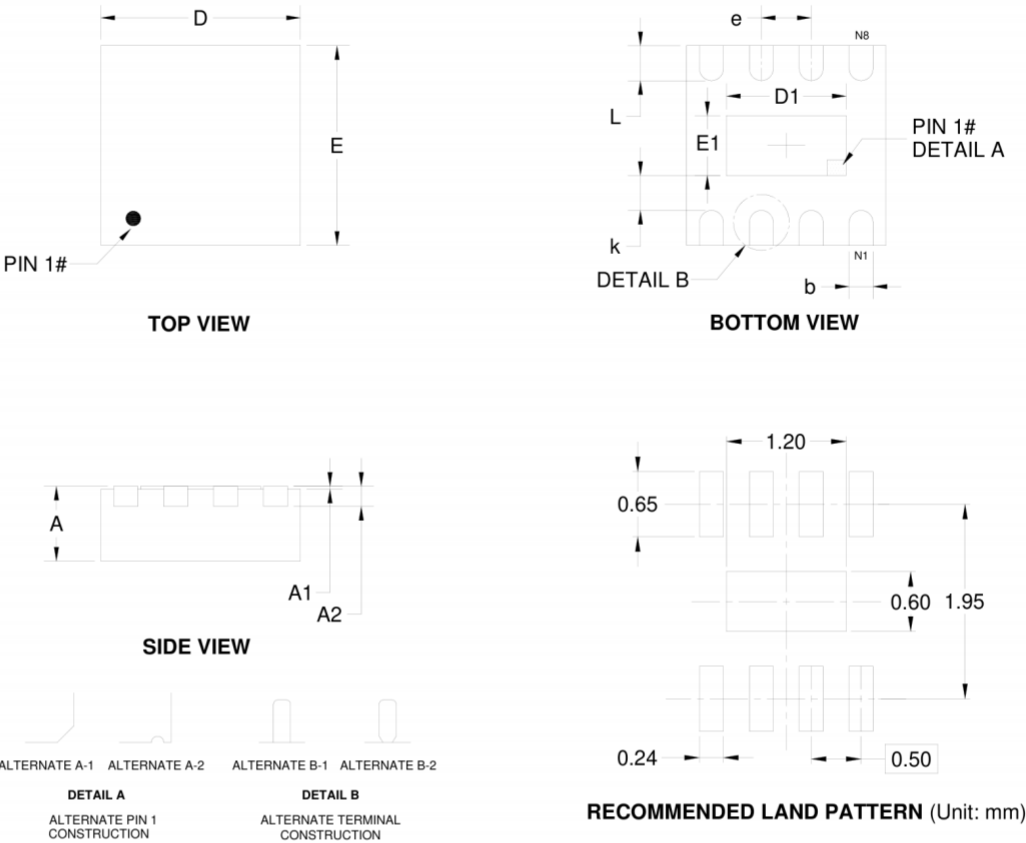
RECOMMENDED LAND PATTERN (Unit: mm)



Symbol	Dimensions In Millimeters		
	MIN	MOD	MAX
A	-	-	1.450
A1	0.000	-	0.150
A2	0.900	-	1.300
b	0.300	-	0.500
c	0.080	-	0.220
D	2.750	-	3.050
E	1.450	-	1.750
E1	2.600	-	3.000
e	0.950 BSC		
e1	1.900 BSC		
L	0.300	-	0.600
θ	0°	-	8°
ccc	0.100		

» 11 封装信息

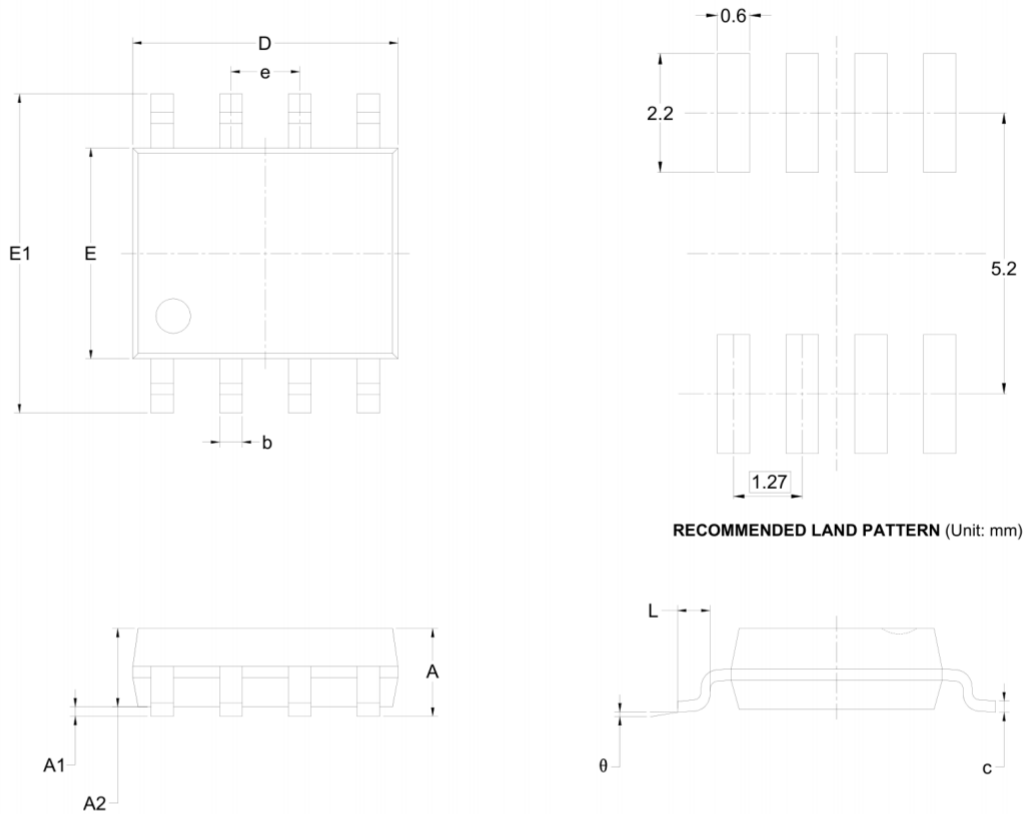
TDFN-2×2-8L



Symbol	Dimensions In Millimeters		
	MIN	MOD	MAX
A	0.700	0.750	0.800
A1	0.000	-	0.050
A2	0.203 REF		
D	1.900	2.000	2.100
E	1.900	2.000	2.100
D1	1.100	1.200	1.300
E1	0.500	0.600	0.700
b	0.180	-	0.300
e	0.500 TYP		
k	0.200 MIN		
L	0.250	0.350	0.450

» 11 封装信息

SOIC-8



Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.100	0.250	0.004	0.010
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.170	0.250	0.006	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.200
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
e	1.27 BSC		0.050 BSC	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	0°	8°