

RES11A-Q1 具有 1k Ω 输入的汽车类匹配薄膜电阻分压器

1 特性

- 符合面向汽车应用的 AEC-Q200 标准：
 - 温度：-40°C 至 +125°C
- 比率 = $R_{IN} : R_G$ 、 $R_{IN} = 1k\Omega$ (标称值)
- 高精度比率容差： $\pm 0.05\%$ (最大值)
- 低温漂： $\pm 2ppm/^{\circ}C$ TCR_{ratio} (最大值)
- 功能安全型**
 - 提供协助功能安全系统设计的文件

2 应用

- 精密分压器、精密电平转换
- 增益和衰减放大器
- 具有高 CMRR 的差分放大器
- 具有高增益精度的分立式仪表放大器
- 具有高增益精度的全差分放大器
- 精确比较器阈值设置

3 说明

RES11A-Q1 是一款匹配电阻分压器对，采用德州仪器 (TI) 的现代、高性能模拟 CMOS 工艺和薄膜 SiCr。该器件具有 1k Ω 的标称输入电阻，可实现低热噪声和电流噪声，并提供多种标称比率以满足各种系统需求。只需将器件放置位置旋转 180°，即可使用采用反相增益配置的 RES11A-Q1。此功能支持布局重复使用并提高了分立式仪表、差分放大器等应用的灵活性。

RES11A-Q1 系列具有高比率匹配精度，所测量的每个分压器的比率在标称的 $\pm 0.05\%$ ($\pm 500ppm$) 内。该精度

可在整个温度范围内保持不变，最大比率偏移仅为 $\pm 2ppm/^{\circ}C$ 。此外，器件的偏置长期稳定性已通过全面的表征得到证明。

RES11A-Q1 符合汽车 AEC-Q200 温度 1 级标准。额定工作温度范围为 -40°C 至 +125°C。该器件采用 8 引脚 SOT-23-THIN 封装，封装尺寸为 2.9mm $\times$ 1.6mm (封装尺寸为标称值，不包括引脚)。

封装信息

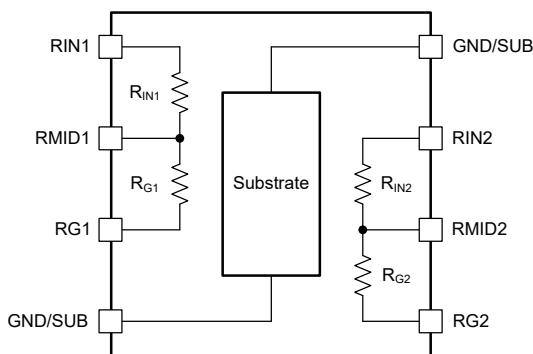
器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 ⁽²⁾
RES11A-Q1	DDF (SOT-23-THIN, 8)	2.9mm $\times$ 2.8mm

(1) 有关更多信息，请参阅节 11。

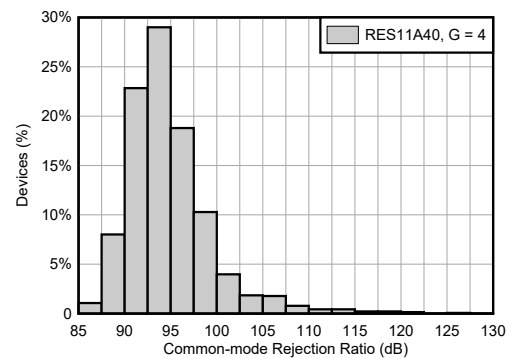
(2) 封装尺寸 (长 $\times$ 宽) 为标称值，并包括引脚 (如适用)。

器件信息

器件型号	标称比率
RES11A10-Q1	1:1
RES11A15-Q1	1:1.5
RES11A16-Q1	1:1.667
RES11A20-Q1	1:2
RES11A25-Q1	1:2.5
RES11A30-Q1	1:3
RES11A40-Q1	1:4
RES11A50-Q1	1:5
RES11A90-Q1	1:9
RES11A00-Q1	01:10



功能方框图



出色的比率匹配可实现最佳 CMRR



内容

1 特性	1	7.3 特性说明.....	19
2 应用	1	7.4 器件功能模式.....	24
3 说明	1	8 应用和实施	27
4 引脚配置和功能	3	8.1 应用信息.....	27
5 规格	4	8.2 典型应用.....	41
5.1 绝对最大额定值.....	4	8.3 电源相关建议.....	44
5.2 ESD 等级.....	4	8.4 布局.....	44
5.3 建议运行条件.....	5	9 器件和文档支持	47
5.4 热性能信息.....	5	9.1 器件支持.....	47
5.5 电气特性.....	6	9.2 文档支持.....	48
5.6 典型特性.....	9	9.3 接收文档更新通知.....	48
6 参数测量信息	16	9.4 支持资源.....	48
6.1 直流测量配置.....	16	9.5 商标.....	48
6.2 交流测量配置.....	17	9.6 静电放电警告.....	48
6.3 误差表示法和单位.....	18	9.7 术语表.....	48
7 详细说明	19	10 修订历史记录	49
7.1 概述.....	19	11 机械、封装和可订购信息	49
7.2 功能方框图.....	19		

4 引脚配置和功能

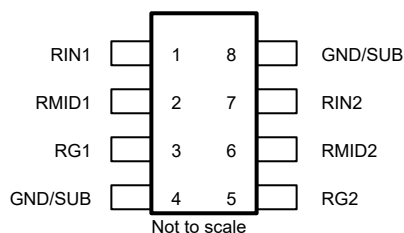


图 4-1. DDF 封装，8 引脚 SOT-23-THN (顶视图)

表 4-1. 引脚功能

引脚		类型	说明
名称	编号		
GND/SUB	4 , 8	接地	基板偏置连接。仅偏置一个 GND/SUB 引脚。使另一个 GND/SUB 引脚悬空，防止通过基板形成电流返回路径。另请参阅节 7.4。
RG1	3	输入	分压器 1 的增益电阻连接
RG2	5	输入	分压器 2 的增益电阻连接
RIN1	1	输入	分压器 1 的输入电阻连接
RIN2	7	输入	分压器 2 的输入电阻连接
RMID1	2	输出	分压器 1 的中心抽头
RMID2	6	输出	分压器 2 的中心抽头

5 规格

5.1 绝对最大额定值

在自然通风条件下的工作温度范围内测得 (除非另有说明) ⁽¹⁾

			最小值	最大值	单位
V _{CM}	最大持续共模电压 (任意引脚至 GND/SUB)		-85	85	V
ΔV _{DMAX}	每分压器的最大瞬时过载电压 (RINx 引脚至 RGx 引脚) ^{(2) (3)}	RES11A10	-77.0	77.0	V
		RES11A15	-64.2	64.2	
		RES11A16	-63.0	63.0	
		RES11A20	-57.8	57.8	
		RES11A25	-89.9	89.9	
		RES11A30	-102.7	102.7	
		RES11A40	-96.3	96.3	
		RES11A50	-94.6	94.6	
		RES11A90	-128.4	128.4	
		RES11A00	-135	135	
T _A	环境温度		-55	150	°C
T _J	结温		-55	150	°C
T _{stg}	贮存温度		-55	175	°C

- (1) 超出绝对最大额定值范围操作可能会导致器件永久损坏。绝对最大额定值并不表示器件在这些条件下或在建议的工作条件以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出建议运行条件但在绝对最大额定值范围内使用, 器件可能不会完全正常运行, 这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。
- (2) 瞬态条件下允许的最大瞬时电压。避免在这些电压电平下持续工作, 因为所造成的自发热会导致 T_J 超过 150°C。
- (3) 有关每电阻的电压和电流限制的更多信息, 请参阅节 7.4.1 和节 8.3。

5.2 ESD 等级

			值	单位
V _(ESD)	静电放电	人体放电模型 (HBM), 符合 AEC Q200-002 标准	±1200	V

5.3 建议运行条件

在自然通风条件下的工作温度范围内测得 (除非另有说明)

			最小值	标称值	最大值	单位
V _{RECMAX}	最大持续分压器电压, 直流 (T _A = 25°C 时 10 年) ^{(1) (2)}	RES11A10	-17.9		17.9	V
		RES11A15	-14.9		14.9	
		RES11A16	-14.3		14.3	
		RES11A20	-13.4		13.4	
		RES11A25	-20.8		20.8	
		RES11A30	-23.8		23.8	
		RES11A40	-22.4		22.4	
		RES11A50	-21.4		21.4	
		RES11A90	-29.8		29.8	
		RES11A00	-32.8		32.8	
	最大持续分压器电压, 交流 (≥50Hz , T _A = 25°C 时 10 年) ^{(1) (2)}	RES11A10	-24.4		24.4	V _{RMS}
		RES11A15	-20.4		20.4	
		RES11A16	-20.0		20.0	
		RES11A20	-18.3		18.3	
		RES11A25	-28.5		28.5	
		RES11A30	-32.6		32.6	
		RES11A40	-30.6		30.6	
		RES11A50	-30.0		30.0	
		RES11A90	-40.7		40.7	
		RES11A00	-44.8		44.8	
T _A	环境温度		-40		125	°C

- (1) 假设 R_{θJA} = 156.2°C/W。适用于在单个分压器或两个分压器两端施加指定电压的情况。遵守绝对最大额定值中的限制。
- (2) 有关电阻器电压和电流限制的更多信息, 请参阅 GUID-B2B50001-4032-4B8B-9DC6-7BD6A1AAB503#GUID-B2B50001-4032-4B8B-9DC6-7BD6A1AAB503 and GUID-D2FC8D84-6C94-418C-9C88-DE8CD853B18A#GUID-D2FC8D84-6C94-418C-9C88-DE8CD853B18A。

5.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		RES11A-Q1	单位
		DDF (SOT-23-THIN)	
		8 引脚	
R _{θJA}	结至环境热阻	156.2	°C/W
R _{θJC(top)}	结至外壳 (顶部) 热阻	77.0	°C/W
R _{θJB}	结至电路板热阻	73.7	°C/W
ψ _{JT}	结至顶部特征参数	4.5	°C/W
ψ _{JB}	结至电路板特征参数	73.5	°C/W
R _{θJC(bot)}	结至外壳 (底部) 热阻	不适用	°C/W

- (1) 有关新旧热指标的更多信息, 请参阅 [半导体和 IC 封装热指标](#) 应用报告。

5.5 电气特性

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

参数		测试条件		最小值	典型值	最大值	单位
初始电阻							
G _{nom}	标称比率 (R _{Gx} /R _{INx})	RES11A10		1			V/V
		RES11A15		1.5			
		RES11A16		1.667			
		RES11A20		2			
		RES11A25		2.5			
		RES11A30		3			
		RES11A40		4			
		RES11A50		5			
		RES11A90		9			
		RES11A00		10			
t _{D1}	分压器 1 的比率容差 ^{(1) (5)}	(R _{G1} /R _{IN1})/G _{nom} - 1	RES11A10	-500	±59	500	ppm
			RES11A15	-500	±41	500	
			RES11A16	-500	±97	500	
			RES11A20	-500	±52	500	
			RES11A25	-500	±66	500	
			RES11A30	-500	±62	500	
			RES11A40	-500	±76	500	
			RES11A50	-500	±107	500	
			RES11A90	-500	±72	500	
			RES11A00	-500	±117	500	
t _{D2}	分压器 2 的比率容差 ^{(1) (5)}	(R _{G2} /R _{IN2})/G _{nom} - 1	RES11A10	-500	±68	500	ppm
			RES11A15	-500	±37	500	
			RES11A16	-500	±81	500	
			RES11A20	-500	±40	500	
			RES11A25	-500	±50	500	
			RES11A30	-500	±58	500	
			RES11A40	-500	±70	500	
			RES11A50	-500	±81	500	
			RES11A90	-500	±93	500	
			RES11A00	-500	±55	500	
t _M	分压器 1 和 2 的匹配容差 ⁽⁵⁾	t _{D2} - t _{D1}	RES11A10	-1000	±29	1000	ppm
			RES11A15	-1000	±31	1000	
			RES11A16	-1000	±42	1000	
			RES11A20	-1000	±41	1000	
			RES11A25	-1000	±42	1000	
			RES11A30	-1000	±32	1000	
			RES11A40	-1000	±38	1000	
			RES11A50	-1000	±67	1000	
			RES11A90	-1000	±89	1000	
			RES11A00	-1000	±65	1000	
t _{abs}	绝对容差 (每电阻) ^{(2) (5)}	(R _x / R _{xnom}) - 1 ⁽³⁾		-12	±2	12	%

5.5 电气特性 (续)

T_A = 25°C (除非另有说明)

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
	绝对容差范围	MAX (t _{abs} RIN1, t _{abs} RG1, t _{abs} RIN2, t _{abs} RG2) - MIN (t _{abs} RIN1, t _{abs} RG1, t _{abs} RIN2, t _{abs} RG2)		65		ppm
电阻漂移						
TCR _{abs}	电阻的绝对温度系数 (每电阻) ⁽⁴⁾	$(\Delta R_x / R_{x(25^\circ\text{C})}) / \Delta T_A$	T _A = -40°C 至 +125°C		18	ppm/°C
			T _A = -40°C 至 +15°C		35	ppm/°C
			T _A = -15°C 至 +65°C		23	ppm/°C
			T _A = 65°C 至 125°C		3.5	ppm/°C
TCR _{ratio}	电阻的分压器温度系数 (每分压器) ⁽⁴⁾	$\Delta t_{Dx} / \Delta T_A$, T _A = -40°C 至 +125°C	-2	±0.2	2	ppm/°C
TCM _M	电阻的匹配温度系数 ^{(4) (5)}	$\Delta t_M / \Delta T_A$, T _A = -40°C 至 +125°C		±0.05		ppm/°C
VCR _{abs}	电阻的绝对电压系数 (每电阻) ^{(2) (4) (5)}	$\Delta R_x / \Delta V_{Rx}$, V _{Dx} = -V _{RECMAX} 至 V _{RECMAX}		±0.24		Ω/V
VCR _{ratio}	电阻的分压器电压系数 (每分压器) ^{(4) (5)}	$\Delta t_{Dx} / \Delta V_{Dx}$, V _{Dx} = -V _{RECMAX} 至 V _{RECMAX}		±0.4		ppm/V
VCR _M	电阻的匹配电压系数 ^{(4) (5)}	$(\Delta t_{D2} - \Delta t_{D1}) / \Delta V_{Dx}$, V _{Dx} = -V _{RECMAX} 至 V _{RECMAX}		±0.24		ppm/V
任意匹配						
	分频器之间的 R _G 失配, 绝对 ⁽⁵⁾	$(R_{G2} - R_{G1}) / R_{Gnom}$		±20		ppm
	分压器之间的 R _G 失配, 比率式 ⁽⁵⁾	$(R_{G1} / R_{G2}) - 1$, 和 $(R_{G2} / R_{G1}) - 1$		±20		ppm
		$((R_{G1} / R_{IN2}) / G_{nom}) - 1$, 以及 $(R_{G2} / R_{IN1}) / G_{nom}) - 1$		±86		
		$(R_{G1} / (R_{G2} + R_{IN2})) / (G_{nom} / (G_{nom} + 1)) - 1$, 以及 $(R_{G2} / (R_{G1} + R_{IN1})) / (G_{nom} / (G_{nom} + 1)) - 1$		±32		
	分频器之间的 R _{IN} 失配, 绝对 ⁽⁵⁾	$(R_{IN2} - R_{IN1}) / R_{INnom}$		±28		ppm
	分压器之间的 R _{IN} 失配, 比率式 ⁽⁵⁾	$(R_{IN1} / R_{IN2}) - 1$, 以及 $(R_{IN2} / R_{IN1}) - 1$		±27		ppm
		$(R_{IN1} / R_{G2}) \times (G_{nom}) - 1$, 以及 $(R_{IN2} / R_{G1}) \times (G_{nom}) - 1$		±86		
		$(R_{IN1} / (R_{G2} + R_{IN2})) \times (G_{nom} + 1) - 1$, 以及 $(R_{IN2} / (R_{G1} + R_{IN1})) \times (G_{nom} + 1) - 1$		±68		
	分频器之间的端到端不匹配, 绝对 ⁽⁵⁾	$((R_{G2} + R_{IN2}) - (R_{G1} + R_{IN1})) / (R_{INnom} + R_{Gnom})$		±18		ppm
t _{E2E}	分压器之间的端到端不匹配, 比率式 ⁽⁵⁾	$((R_{G2} + R_{IN2}) / (R_{G1} + R_{IN1})) - 1$		±18		ppm
阻抗						
C _{IN}	引脚电容 ⁽⁴⁾	RINx 至 GND/SUB		2.5		pF
		RGx 至 GND/SUB		1.6		
		RMIDx 至 GND/SUB		3.5		
	串扰 (RMID1 至 RMID2) ⁽⁴⁾	基板偏置到 GND	f = 10kHz	-100		dB
			f = 1MHz	-64		
		基板悬空	f = 10kHz	-98		
			f = 1MHz	-62		

5.5 电气特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

参数		测试条件		最小值	典型值	最大值	单位
	-3dB 带宽 ⁽⁴⁾	基板偏置到 GND ⁽⁶⁾	RES11A10		17		MHz
			RES11A15、RES11A16		14		MHz
			RES11A20、RES11A25、RES11A30、RES11A40		10.5		MHz
			RES11A50、RES11A90、RES11A00		9.4		MHz
CMRR	共模抑制比 ⁽⁷⁾	RES11A10		66.0	102.0		dB
		RES11A15		68.0	96.2		
		RES11A16		68.5	98.6		
		RES11A20		69.5	99.1		
		RES11A25		70.9	99.6		
		RES11A30		72.0	101.7		
		RES11A40		74.0	98.5		
		RES11A50		75.6	102.1		
		RES11A90		80.0	98.4		
		RES11A00		80.8	105.0		

(1) R_{G1}/R_{IN1} 或 R_{G2}/R_{IN2} 与标称比率的关系。

(2) R_{G1} 、 R_{IN1} 、 R_{G2} 或 R_{IN2} 与标称电阻的关系。

(3) 规格是该表达式的结果，以百分比 (乘以 100%) 的形式给出。

(4) 根据特征确定。

(5) 误差项为零均值。出于误差分析目的，将此处报告的典型值视为一个标准偏差 ($\pm 1\sigma$)。

(6) 如果需要更高的带宽，使基板悬空或使用保护缓冲器驱动基板可能会略微增加带宽。

(7) 规格是在差分放大器配置中实现且采用理想运算放大器时计算出的 CMRR，使得共模误差仅来自电阻网络。有关更多信息，请参阅 [使用精密匹配电阻分压器对优化差分放大器电路中的 CMRR](#) 应用手册。对频率的影响不包括在内。如果电路配置为衰减增益，该结果会相应地改变。

5.6 典型特性

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

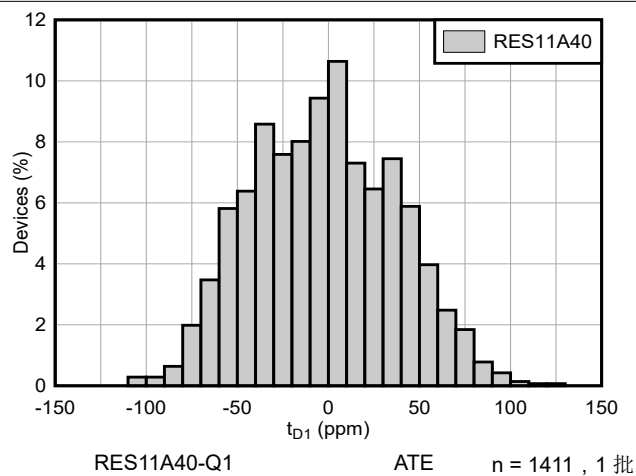


图 5-1. t_{D1} 分布

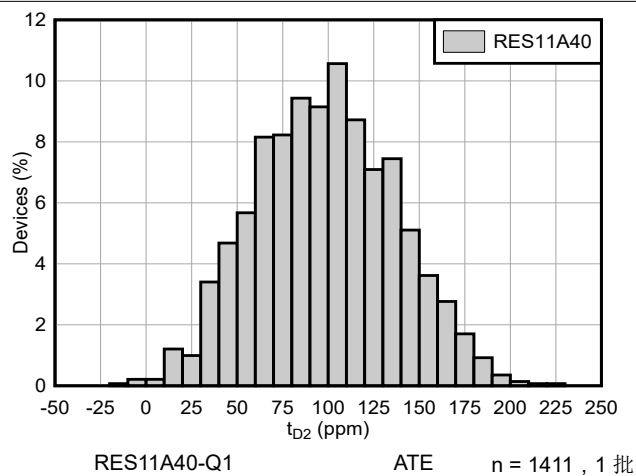


图 5-2. t_{D2} 分布

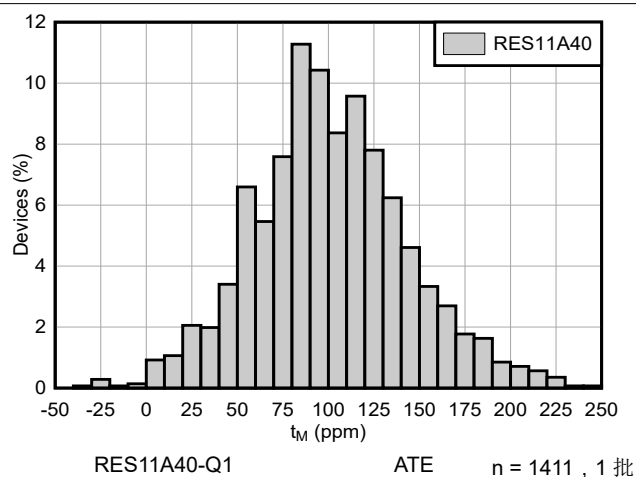


图 5-3. t_M 分布

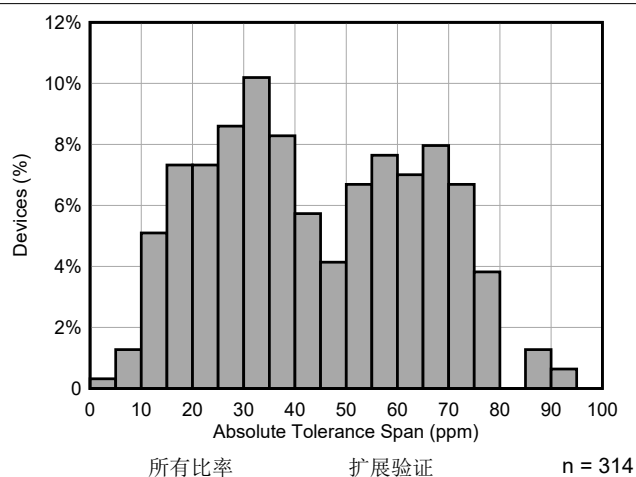


图 5-4. 绝对容差范围分布

5.6 典型特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

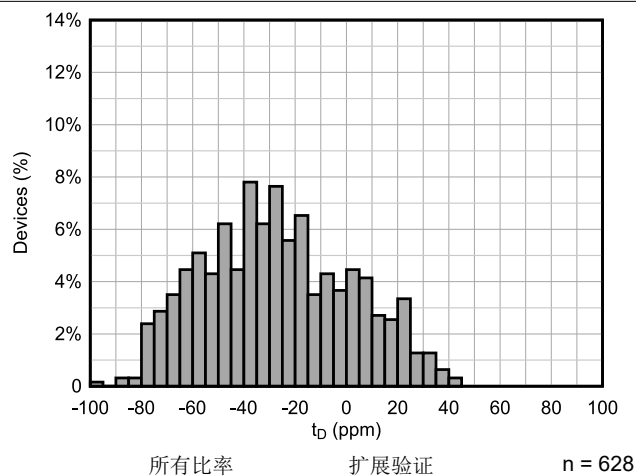


图 5-5. t_{Dx} 分布

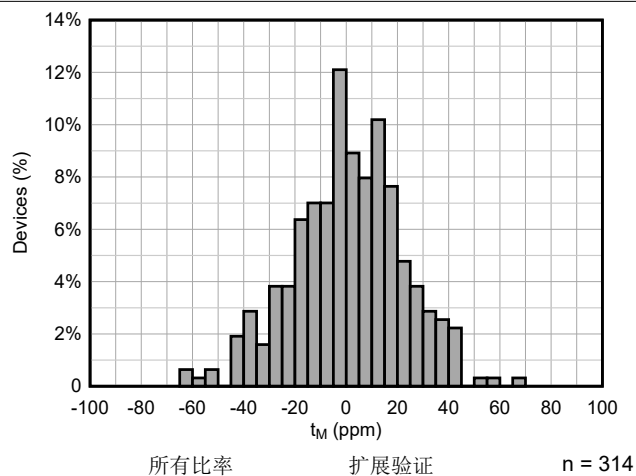


图 5-6. t_M 分布

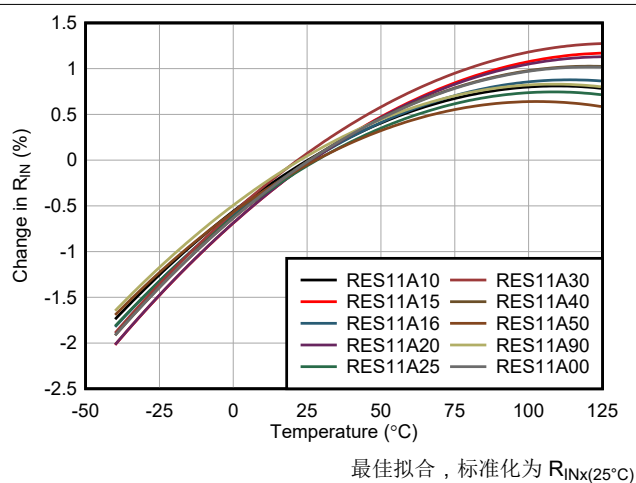


图 5-7. R_{INx} 与温度间的关系

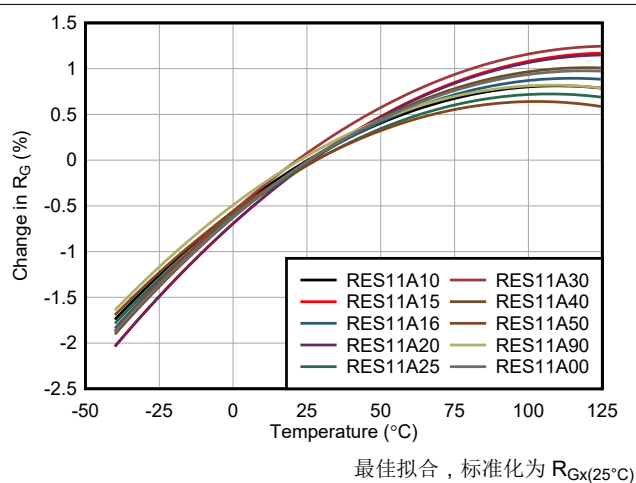


图 5-8. R_{Gx} 与温度间的关系

5.6 典型特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

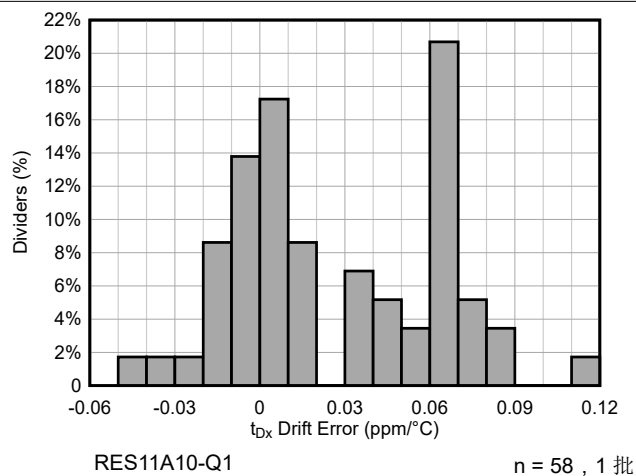


图 5-9. $\text{TCR}_{\text{ratio}}$ 温度系数分布

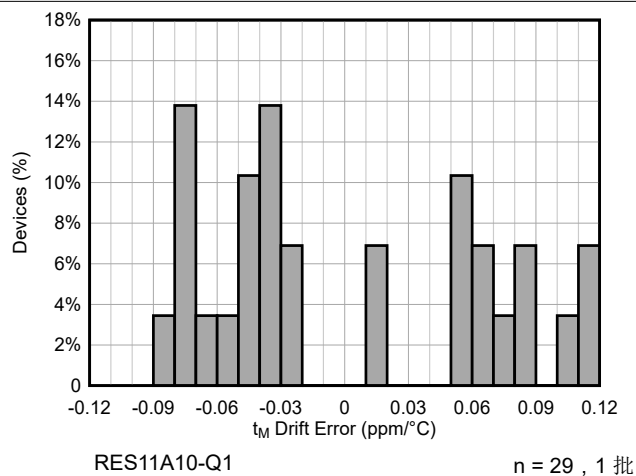


图 5-10. TCR_M 温度系数分布

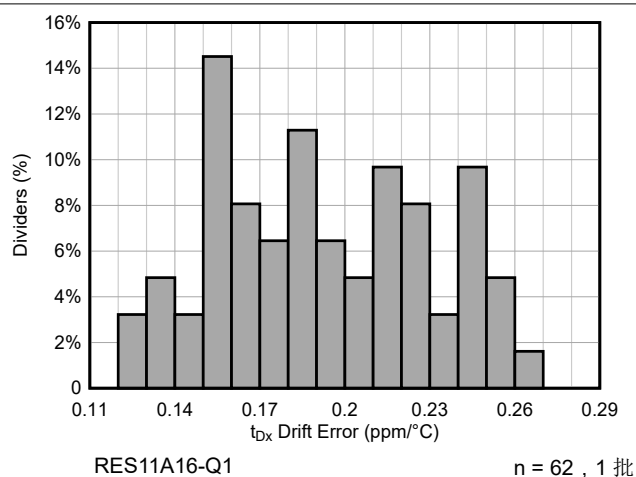


图 5-11. $\text{TCR}_{\text{ratio}}$ 温度系数分布

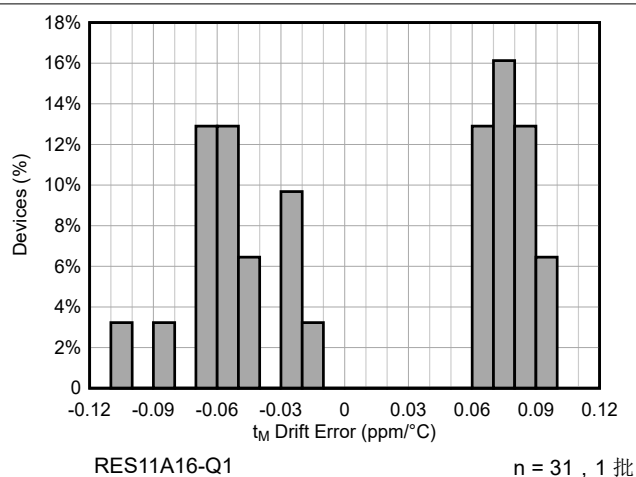


图 5-12. TCR_M 温度系数分布

5.6 典型特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

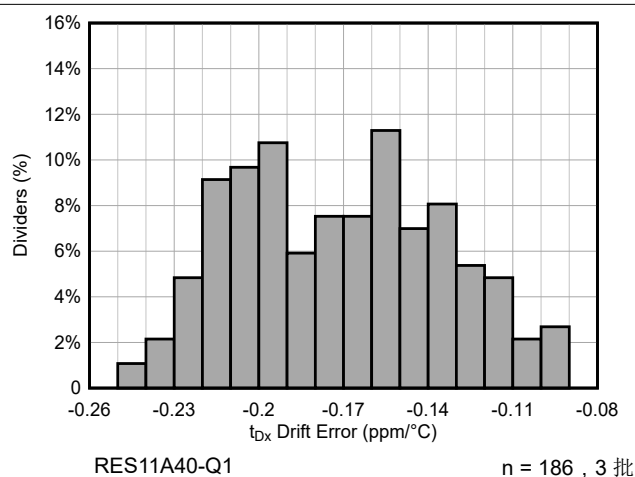


图 5-13. $\text{TCR}_{\text{ratio}}$ 温度系数分布

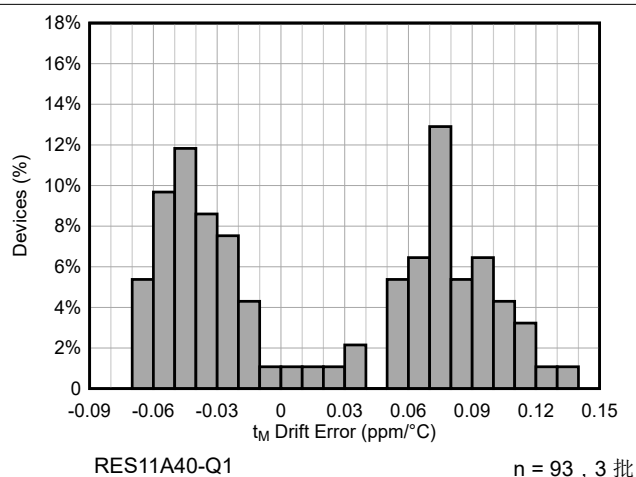


图 5-14. TCR_M 温度系数分布

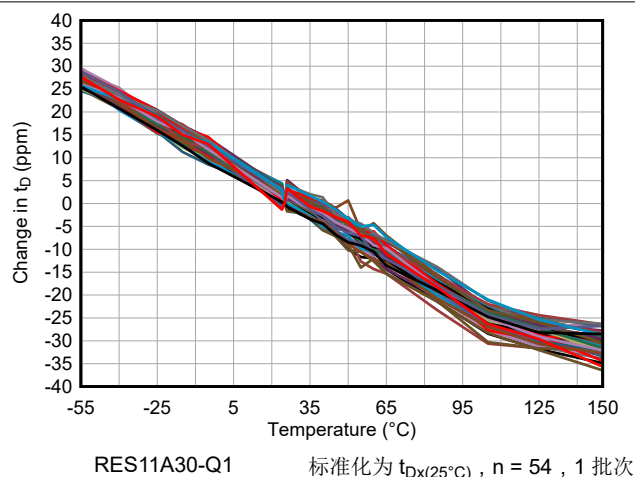


图 5-15. t_D 与温度间的关系

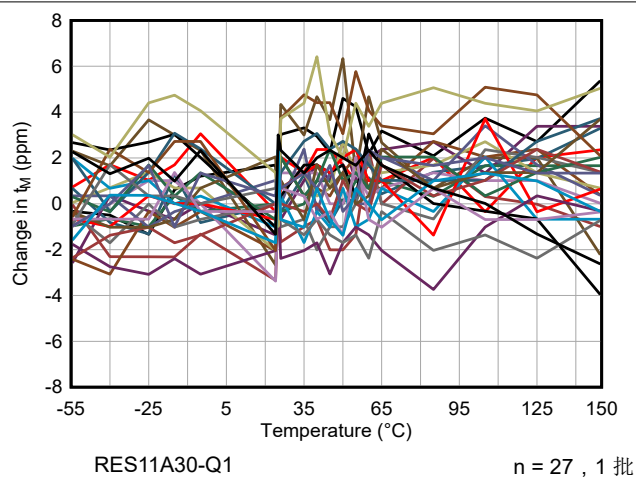


图 5-16. t_M 与温度间的关系

5.6 典型特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

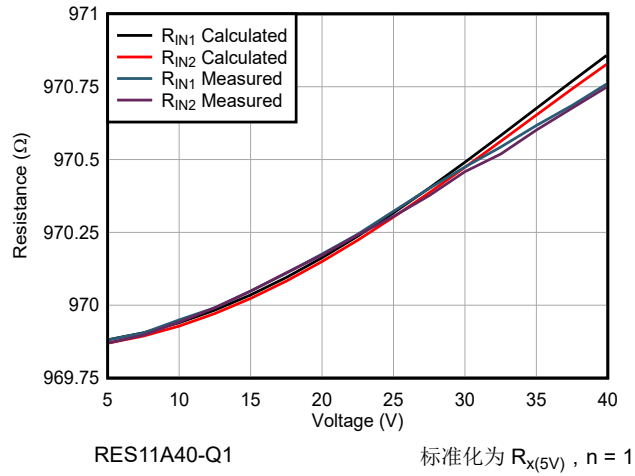


图 5-17. R_{INx} 与分压器电压间的关系

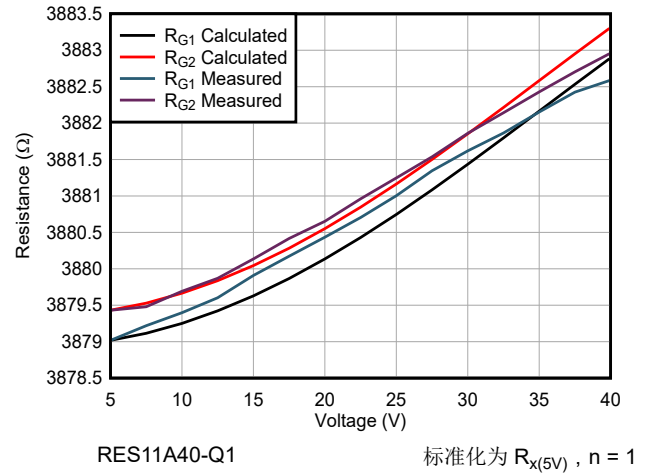


图 5-18. R_{Gx} 与分压器电压间的关系

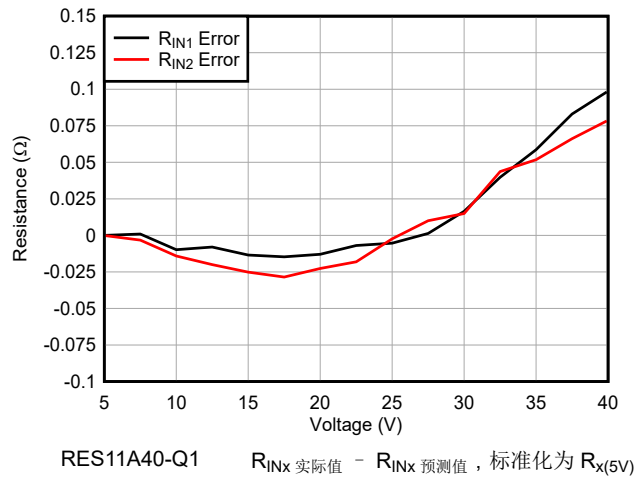


图 5-19. R_{INx} 实际值及预期值误差与分压器电压间的关系

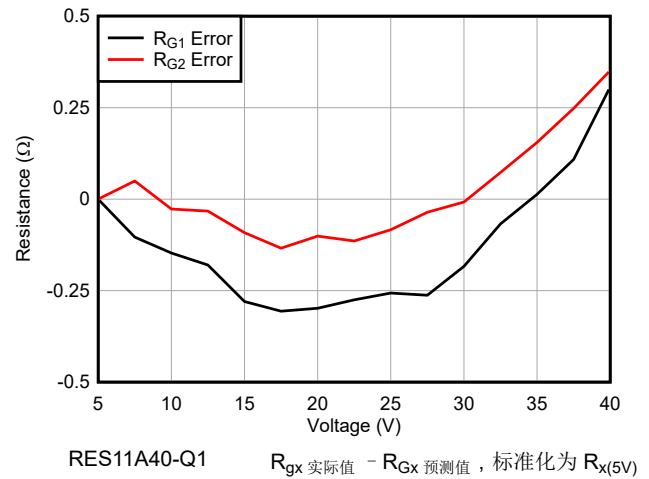


图 5-20. R_{Gx} 实际值及预期值误差与分压器电压间的关系

5.6 典型特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

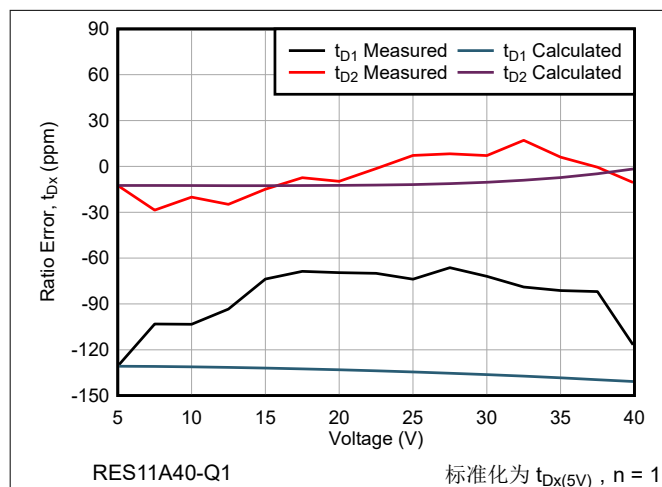


图 5-21. t_{Dx} 与分压器电压间的关系

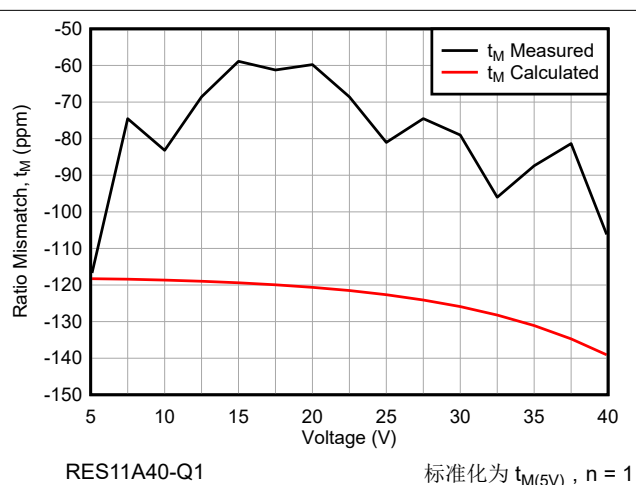


图 5-22. t_M 与分压器电压间的关系

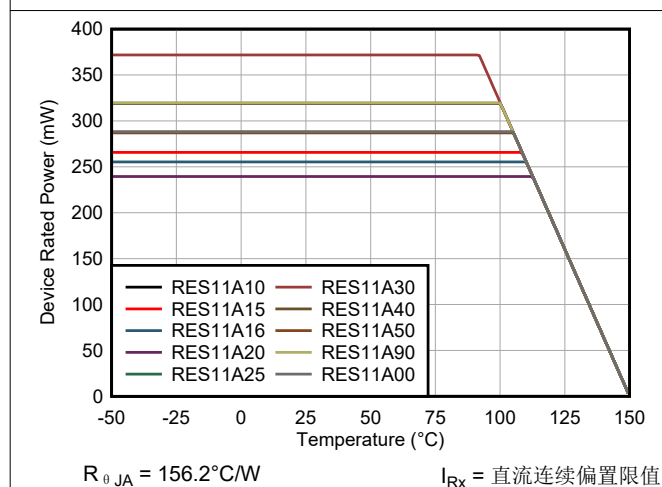


图 5-23. 器件额定功率与温度间的关系

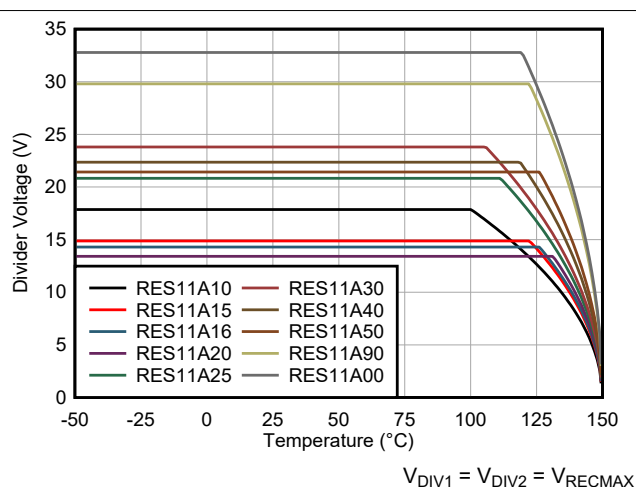


图 5-24. 最大建议分压器电压与环境温度间的关系

5.6 典型特性 (续)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非另有说明)

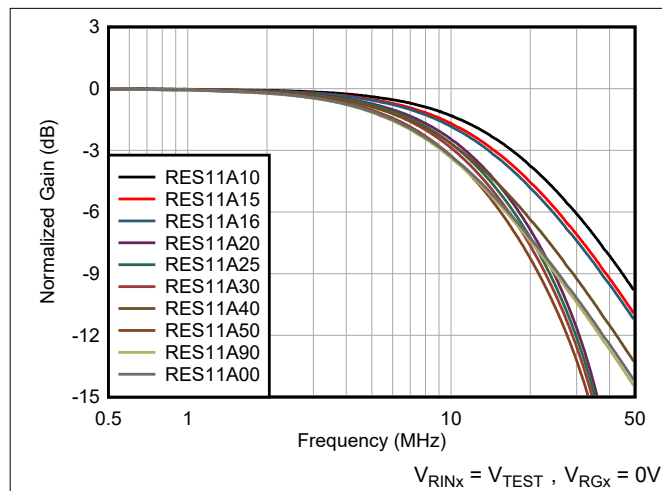


图 5-25. 带宽与频率间的关系, R_{INx}

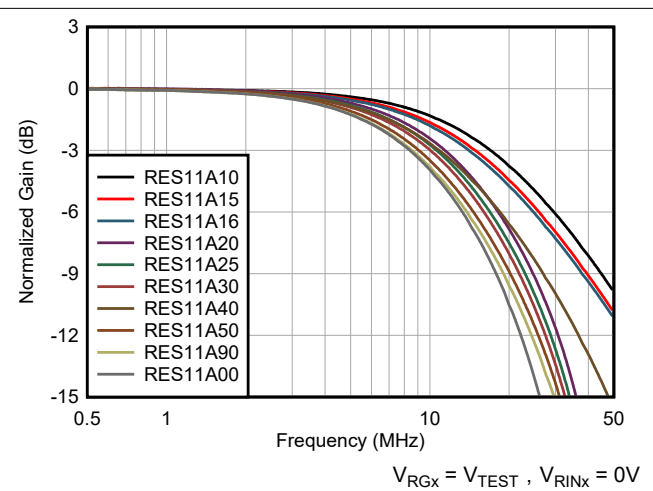


图 5-26. 带宽与频率间的关系, R_{Gx}

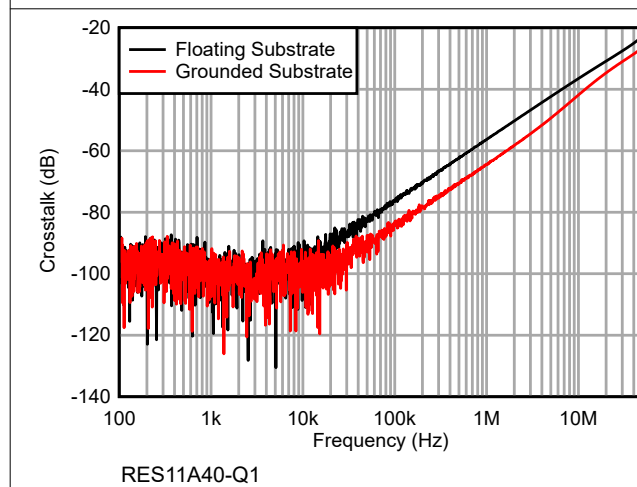


图 5-27. 串扰与频率间的关系

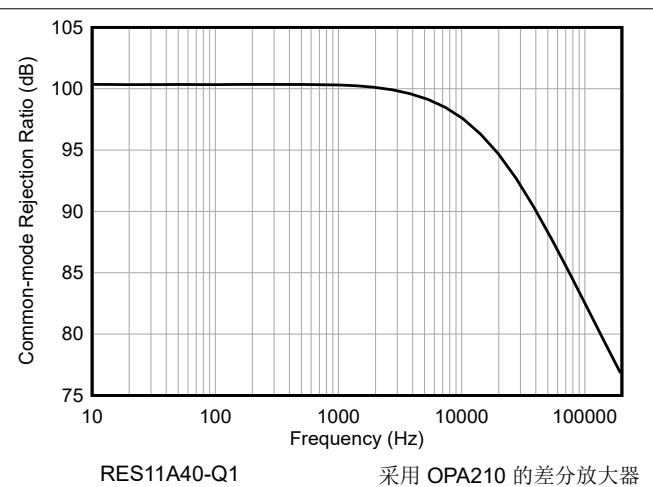


图 5-28. CMRR 与频率间的关系

6 参数测量信息

6.1 直流测量配置

图 6-1 展示了一个用于直流测量的电路配置示例。电压 V_{Dx} 表示给定分压器两端的电压，如分压器 1 的 V_{D1} 。电压 V_{Rx} 表示给定电阻两端的电压，如 V_{RIN1} 代表 R_{IN1} 的电压， V_{RG1} 代表 R_{G1} 的电压。

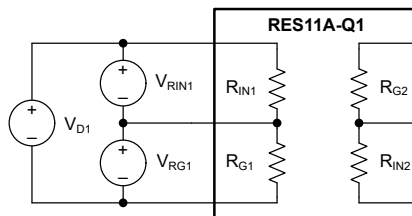


图 6-1. 分压器 1 的直流测量术语

当使用 RES11A-Q1 来设置运算放大器的增益时（如图 6-2 所示），可通过分压器中的电阻比率来设置放大器增益，从而 $V_{OUT} = -V_{IN} \times R_G / R_{IN}$ 。分立式差分放大器和仪表放大器电路是这种应用场景的变体。比率容差的典型及最大参数值（ t_{D1} 、 t_{D2} ）用 R_{GX}/R_{INx} 表示，以便简化这些电路的计算。有关这些误差项的更详细讨论，请参阅节 7.3.1。

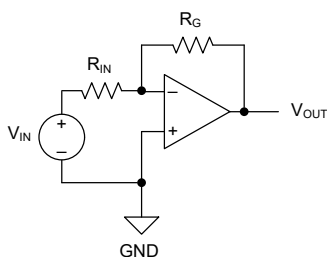


图 6-2. 放大器增益电路

RES11A-Q1 的另一个有效用例是简单分压器。图 6-3 展示了一个示例。在这种实现方案中，中点电压 V_{MID} 等于输入电压 V_D 乘以 $R_{IN} / (R_{IN} + R_G)$ 。

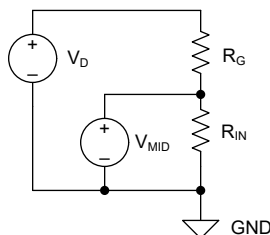


图 6-3. 分压器电路

虽然分压器用例的误差计算稍微复杂一些，但使用 RES11A-Q1 构建的分压器电路的增益误差始终小于使用同一器件实现的放大器增益电路的增益误差。换句话说，增益电路中为 RES11A-Q1 指定的 t_{D1} 或 t_{D2} 值对于分压器电路而言过于保守。有关详细讨论和示例，请参阅节 8.1.2。

图 6-4 展示了用于 CMRR 计算的电路配置。对于没有失调电压且具有无限 CMRR 的理想放大器，有效电路 CMRR 完全取决于电阻的匹配。有关更多信息，请参阅节 8.1.3.1 和 [使用精密匹配电阻分压器对优化差分放大器电路中的 CMRR 应用手册](#)。

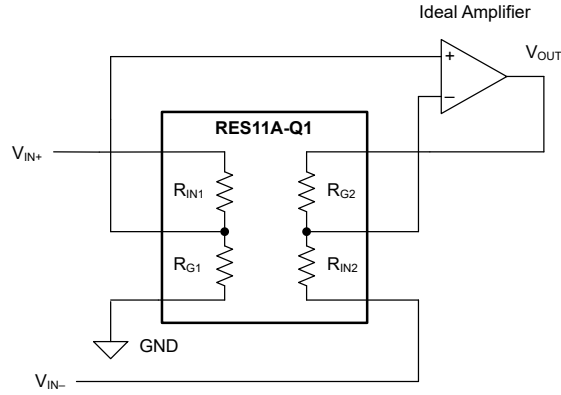


图 6-4. CMRR 计算参考原理图

6.2 交流测量配置

图 6-5 展示了用于电容测量的电路配置。对于 RES11A-Q1，使用了 $1\text{M}\Omega$ R_{KNOWN} 电阻和 10pF C_{KNOWN} 电容。该电路会创建一个阻抗分压器；得出的增益与频率关系用于计算与被测电阻（在本例中为 R_{IN1} ）并联的寄生电容。为了将电路板寄生效应考虑在内，使用了空测试座进行校准。扫描交流电源，从 100Hz 扫描至 50MHz 。

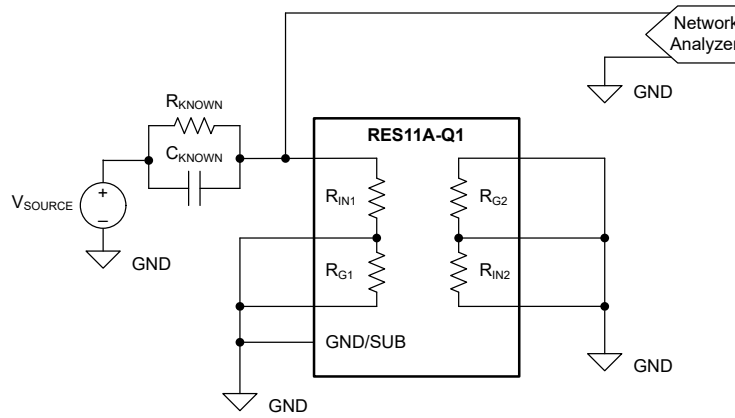


图 6-5. 电容测量参考原理图

图 6-6 展示了用于带宽测量的电路配置。扫描交流电源，从 100kHz 扫描至 500MHz 。

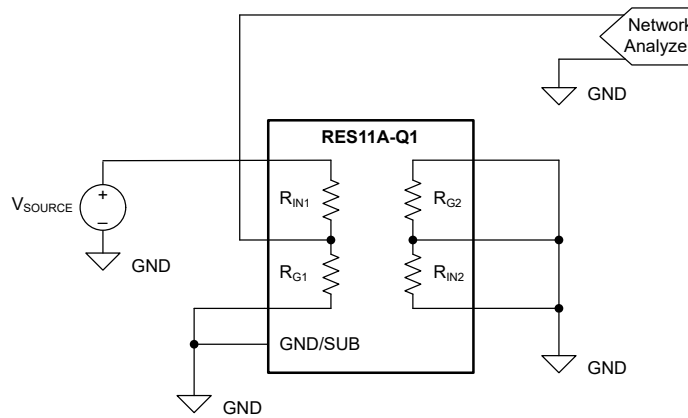


图 6-6. 带宽测量参考原理图

图 6-7 展示了用于串扰测量的电路配置。扫描交流电源，从 100Hz 扫描至 100MHz 。

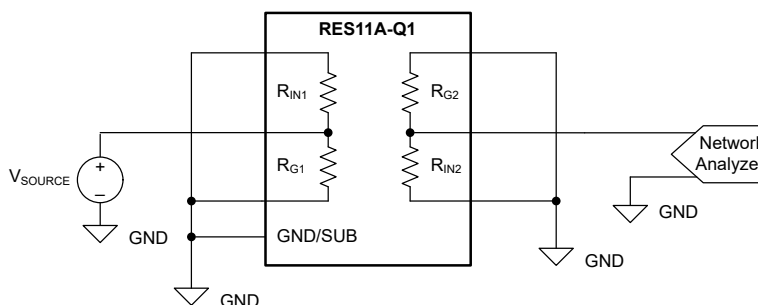


图 6-7. 串扰测量参考原理图

6.3 误差表示法和单位

本文档使用表单

$$\text{Param}_{\text{actual}} = \text{Param}_{\text{nominal}} \times (1 + t_{\text{param}}) \quad (1)$$

以比率方式描述许多 RES11A-Q1 参数的误差。该表达式扩展至

$$\text{Param}_{\text{actual}} = \text{Param}_{\text{nominal}} + (\text{Param}_{\text{nominal}} \times t_{\text{param}}) \quad (2)$$

因此，给定参数的实际值与标称值之间的差异或绝对误差为

$$\text{Param}_{\text{actual}} - \text{Param}_{\text{nominal}} = \text{Param}_{\text{nominal}} \times t_{\text{param}} \quad (3)$$

在描述电路增益时， t_{param} 默认为无单位， $\text{Param}_{\text{actual}}$ 与 $\text{Param}_{\text{nominal}}$ 共享相同单位，例如 V/V 或 Ω/Ω 。由于 RES11A-Q1 的误差容差很低，因此 t_{param} 误差通常以 ppm 为单位表示，方法是将误差乘以 10^6 。要将 t_{param} 从 ppm 转换回无单位的十进制值以进行误差计算，请将 t_{value} 除以 10^6 。有关此项的示例，请参阅节 7.3.1。

由于许多 RES11A-Q1 误差项（例如增益误差和增益温度系数）会根据标称增益进行缩放，这种表示法提供了一种方便的方法，在各种 RES11A-Q1 比率之间将值标准化。在将比率误差转换为绝对误差（或者相反）以进行误差分析计算时，请谨慎使用表示法，并记得在适当时使用 $\text{Param}_{\text{nominal}}$ 调整 t_{param} 误差。节 9.7 包括整个文档中出现的各种错误术语的列表，以及每个错误术语的摘要或定义。

在某些情况下，例如在描述分压器分压比或增益时，相同的公式适用于分压器 1 和分压器 2。在本例中，使用 Param_x 的表示法，其中 x 为 1 或 2。例如，当通常描述比率误差时，

$$G_x = G_{\text{nom}} \times (1 + t_{Dx}) \quad (4)$$

尤其对于分压器 2 的比率误差，

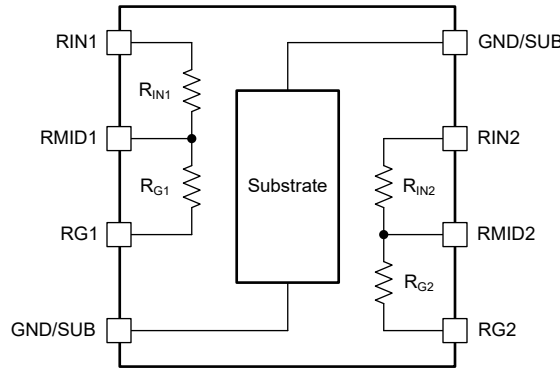
$$G_2 = G_{\text{nom}} \times (1 + t_{D2}) \quad (5)$$

7 详细说明

7.1 概述

RES11A-Q1 由四个精密薄膜 SiCr 电阻组成，它们排列成两个匹配的分压器。该器件具有两个输入电阻 R_{IN1} 和 R_{IN2} ，二者标称值均为 $1k\Omega$ 。该器件还具有两个增益电阻 R_{G1} 和 R_{G2} ，它们的值取决于标称比率 (R_{GX}/R_{INX})，即相关 RES11A-Q1 的标称比率。这些电阻的排列方式是， R_{IN1} 和 R_{G1} 串联组成第一个分压器， R_{IN2} 和 R_{G2} 串联组成第二个分压器。此外还提供两个 GND 引脚以偏置器件基板。

7.2 功能方框图



7.3 特性说明

7.3.1 低增益误差的比例匹配

RES11A-Q1 通常用于建立反馈路径和设置放大器电路的增益，或用作分压器来对输入信号进行电平转换。在这两种情况下，电路的电阻器比率描述了标称电路传递函数。由于给定 RES11A-Q1 的电阻呈叉指状，并且来自相同的硅晶圆区域，因此在计算实际或有效电路传递函数时，电阻器的许多绝对误差项会抵消。节 7.3.1.1 中提供了详细的数学分析和证明，但对于大多数用例，电气特性中报告的误差项直接用于计算相关的最大和典型电路增益误差。

RES11A-Q1 的规定最大分压器分压比容差为 500ppm，这有效地意味着实际分压器比率 G_x 和标称比率 G_{nom} (给定分压器 x) 之间的关系描述如下：

$$G_x = G_{nom} \times (1 + t_{Dx}) \quad (6)$$

使得 $t_{Dx} \leq 500\text{ppm}$ 。例如，RES11A40-Q1 的标称增益为 $G_{nom} = 4$ 。如果特定单元的 $t_{D1} = 130\text{ppm}$ 且 $t_{D2} = -40\text{ppm}$ ，则有效增益 G_1 和 G_2 的计算公式为

$$G_1 = G_{nom} \times (1 + t_{D1}) = 4 \times (1 + 0.00013) = 4.00052 \quad (7)$$

$$G_2 = G_{nom} \times (1 + t_{D2}) = 4 \times (1 - 0.00004) = 3.99984 \quad (8)$$

RES11A-Q1 的规定最大分压器匹配容差为 1000ppm，这意味着分压器 1 的比率 (G_1) 和分压器 2 的比率 (G_2) 描述如下：

$$t_M = t_{D2} - t_{D1} = \frac{G_2 - G_1}{G_{nom}} \quad (9)$$

根据定义， $|t_M| \leq 1000\text{ppm}$ 。由于两个分压器呈叉指状，因此 t_M 大约比这个最大值小一个数量级，具体取决于特定的 RES11A-Q1 器件。在实现差分放大器电路时，此值用于近似计算共模抑制比 (CMRR)。例如，典型的 t_M (RES11A40-Q1 的典型值) 大约为 38ppm，而典型 CMRR 为 98.5dB。

7.3.1.1 绝对容差和比率式容差

RES11A-Q1 的电阻通过以下公式来描述：

$$R_{IN1} = R_{INnom} \times (1+t_{absRIN1}) = R_{INnom} \times (1+t_{RIN1}) \times (1+t_{SiCr}) \quad (10)$$

$$R_{IN2} = R_{INnom} \times (1+t_{absRIN2}) = R_{INnom} \times (1+t_{RIN2}) \times (1+t_{SiCr}) \quad (11)$$

$$R_{G1} = R_{Gnom} \times (1+t_{absRG1}) = R_{Gnom} \times (1+t_{RG1}) \times (1+t_{SiCr}) \quad (12)$$

$$R_{G2} = R_{Gnom} \times (1+t_{absRG2}) = R_{Gnom} \times (1+t_{RG2}) \times (1+t_{SiCr}) \quad (13)$$

R_{INnom} 和 R_{Gnom} 是每个电阻的标称值。参数 t_{abs} 是误差项，用于描述相关 RES11A-Q1 电阻器的绝对容差，使得 $|t_{abs}| \leq 12\%$ 。例如， $t_{abs} = 10\%$ 的标称 $1k\Omega$ 电阻实际上测量为 $1.1k\Omega$ 。此误差类似于大多数单元件电阻器的指定绝对容差，或更专业的电阻分压器的端到端容差。

备注

RES11A-Q1 不是激光修整器件。RES11A-Q1 的每个比率都有一个专门针对该比率进行优化的独特芯片，可提供实现极低温漂所需的精确匹配和一致热特性。

绝对容差主要取决于 SiCr 电阻率 (t_{SiCr}) 的变化。给定 RES11A-Q1 的四个电阻呈叉指状，并且来自相同的晶圆区域；因此， t_{SiCr} 对于四个电阻中的每一个来说实际上相同，但 t_{SiCr} 因器件而异。

以下示例显示，当从比例角度考虑每个分压器时， t_{SiCr} 误差项会消失。参数 t_{Rx} 是残留误差项，用于描述给定 RES11A-Q1 器件每个电阻的剩余有效容差（在考虑通用 t_{SiCr} 之后）。

$$\frac{R_{Gx}}{R_{INx}} = \frac{R_{Gnom} \times (1+t_{RGx}) \times (1+t_{SiCr})}{R_{INnom} \times (1+t_{RINx}) \times (1+t_{SiCr})} = \frac{R_{Gnom} \times (1+t_{RGx})}{R_{INnom} \times (1+t_{RINx})} = G_{nom} \times \frac{(1+t_{RGx})}{(1+t_{RINx})} = G_x \quad (14)$$

$$\frac{R_{INx}}{R_{INx} + R_{Gx}} = \frac{R_{INnom} \times (1+t_{RINx}) \times (1+t_{SiCr})}{R_{INnom} \times (1+t_{RINx}) \times (1+t_{SiCr}) + R_{Gnom} \times (1+t_{RGx}) \times (1+t_{SiCr})} = \frac{R_{INnom} \times (1+t_{RINx})}{R_{INnom} \times (1+t_{RINx}) + R_{Gnom} \times (1+t_{RGx})} \quad (15)$$

t_{RG1} 、 t_{RG2} 、 t_{RIN1} 和 t_{RIN2} 的独立值描述了每个电阻的容差，但不是高斯意义上的独立变量。相反，这些值之间的匹配（根据设计）用于在电阻器之间实现高度稳定的比率关系，从而提供极低误差的有效比率。

RES11A-Q1 的 t_{Dx} 限制通过在生产过程中进行的精确参数测试来强制实施，并使用 Kelvin 连接更好地抑制潜在的误差源。由于生成的 t_{D1} 和 t_{D2} 值是更多的随机误差项，因此 t_{D1} 和 t_{D2} 可以被视为独立的高斯分布，这使得这些变量对于误差分析更有用。单元件电阻器没有与 t_{Dx} 等效的，因为除了渐变限值之外，不考虑任何器件间匹配。在其他分频器数据表中， t_{Dx} 的等效值通常称为比率容差。

由于在最终测试阶段时会筛除所有不符合这些标准的器件，因此从技术上讲，这些公式可以结合 方程式 14 用于证明给定器件的 t_{Rx} 值之间的其他关系（如有效最大值）。但是，这一做法最终会得出过于保守的结果。为了使用平方根总和方法进行更真实的统计分析，电气特性表的任意匹配部分提供了一些额外电阻器与电阻器关系的测量标准偏差。有关实践示例，请参阅节 8.1.3.2。

7.3.2 比例漂移

RES11A-Q1 的比例匹配不仅对初始条件有益，而且在考虑参数漂移时也有益。就绝对值而言，必须分别考虑各个电阻，而就匹配而言，则必须考虑电阻相互之间的比例。每个电阻的绝对温度系数表现出很强的相关性，其中 R_{IN1} 的系数与 R_{IN2} 的系数相当， R_{G1} 的系数与 R_{G2} 的系数相当。每 R_G 的绝对温度系数（以 $\Omega/^\circ\text{C}$ 为单位）大约为相似 R_{IN} 绝对温度系数的 G_{nom} 倍；因此，每电阻的标准化绝对温度系数（以 ppm/ $^\circ\text{C}$ 为单位）大致相同。

由于 RES11A-Q1 的电阻呈叉指状，并且占用的空间很小，因而器件的芯片温度对于四个电阻器中的每一个来说实际上是相同的。随着温度的变化，每个电阻都会经历相似的温升。由于电阻具有非常相似的温度系数，因而 R_G 与 R_{IN} 的比率得以很好地保持。例如，RES11A40-Q1 的典型绝对温度系数约为 18ppm/ $^\circ\text{C}$ （ R_{IN} 或 R_G 的温度系

数)。当从比率角度考虑时， t_{D1} 或 t_{D2} 的典型温度系数为 $\pm 0.2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，而 t_M 的温度系数为 $\pm 0.05\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。环境温度、湿度、散热、电路板清洁度和其他相关因素会影响 RES11A-Q1 的稳定时间，因此验证测试是在低湿度环境中通过严格的电路板清洁程序执行的。

7.3.2.1 长期稳定性

我们用温控油浴对汽车级 RES11A-Q1 执行了偏置长期漂移测试。首先根据 J-STD-020E 使用回流炉将受测器件焊接到偏置板上，然后使用超声波浴槽进行清洁。电路板在放入油浴之前已经过额外的烘烤步骤。环境浴温度固定在 46°C ，每分压器偏置到 15V 的固定电压。在开始测量之前，让器件浸泡 45 分钟，以实现热平衡。

集成电路用于测量流经每个分压器的电流，从而识别端到端电阻的任何变化。分压器中点引脚之间的差值测量提供了对同一 DUT 的分压器到分压器偏移的高分辨率测量，允许近似计算 t_M 中的偏移。在中点和地面之间执行了额外的测量，以便与之前的测量结合使用，从而计算 t_{Dx} 中的偏移。此外还对每个通道测量了偏置电压。这些测量是使用多路复用数字万用表 (DMM) 来实现的。

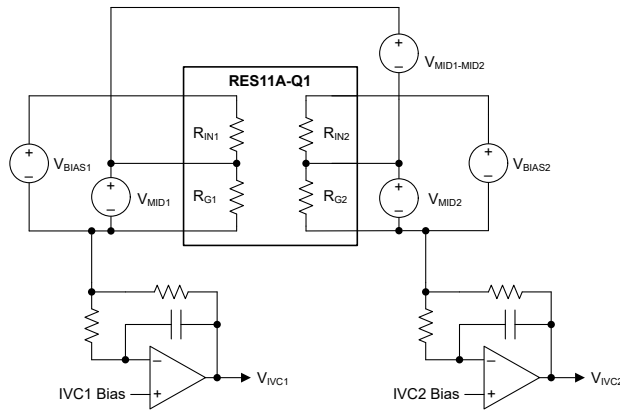


图 7-1. RES11A-Q1 长期漂移原理图 (简化版)

测量值的记录间隔为 15 分钟至 24 小时，运行时间为 1000 小时至 3600 小时。在某些情况下，由于外部因素（如强制系统更新用于测量的计算机），测量数据收集中断。在这些情况下，由于对偏置电路使用不间断电源 (UPS) 备份、偏置电压和温度控制不受干扰；只是没有来自 DMM 的记录数据。显示的图标准化为相应的运行均值。

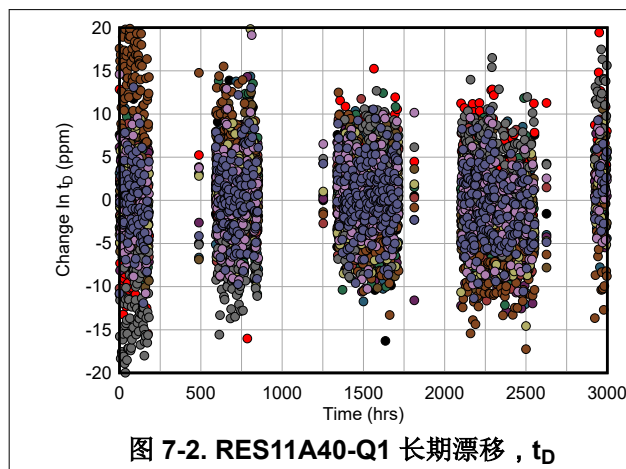


图 7-2. RES11A40-Q1 长期漂移, t_D

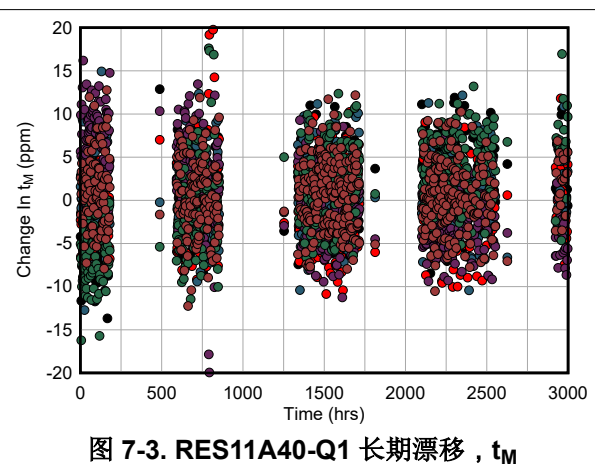
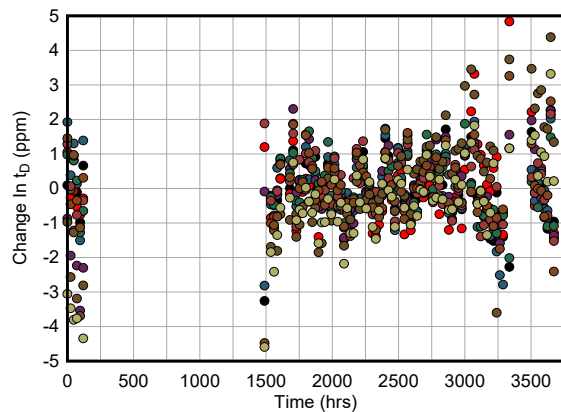
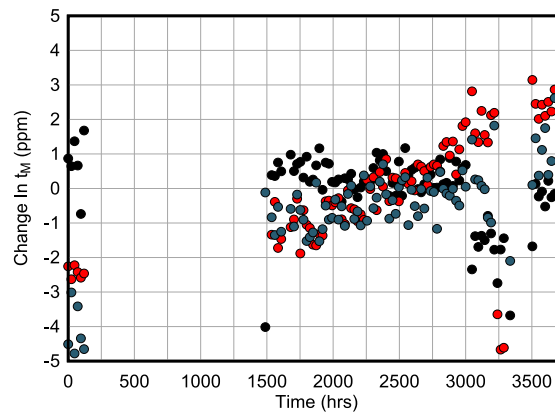
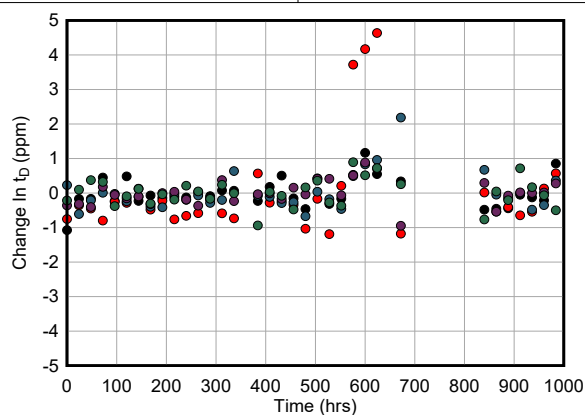


图 7-3. RES11A40-Q1 长期漂移, t_M

要准确测量几个 ppm 范围内的误差，需要仔细考虑电路寄生效应。噪声源可较容易地污染或主导测量。虽然测量节点上的外部滤波器有助于降低高频噪声，但滤波电阻器的热噪声会产生低频噪声，因此需要进行一系列的设计和架构权衡。不断开发偏压板、程序和设施，继续提高这些测量的有效分辨率。

图 7-4. RES11A10-Q1 长期漂移, t_D 图 7-5. RES11A10-Q1 长期漂移, t_M 图 7-6. RES11A00-Q1 长期漂移, t_D

7.3.3 可预测电压系数

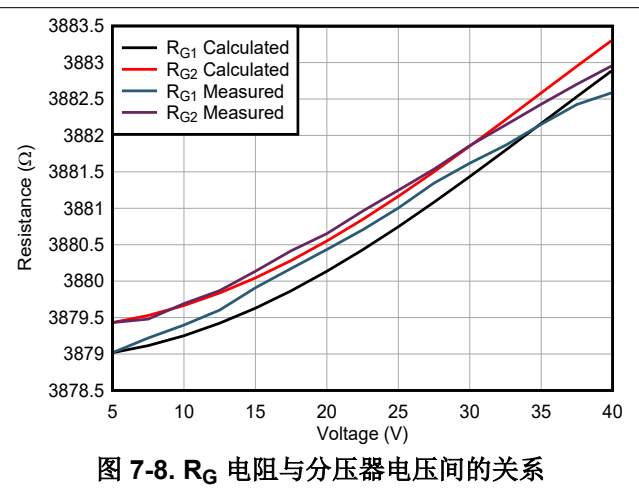
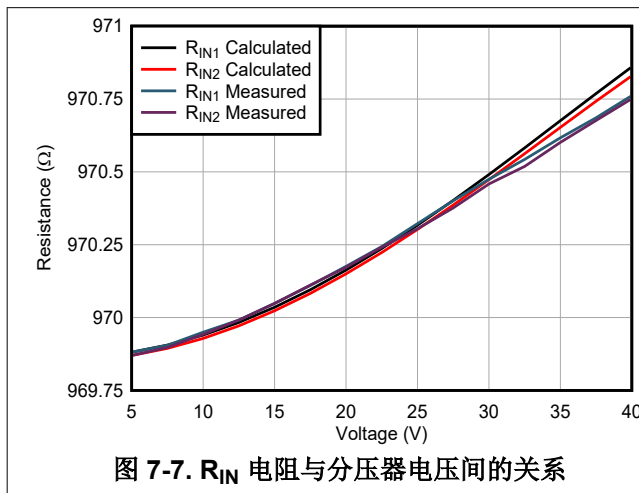
RES11A-Q1 的电压系数很大程度上与自发热有关，此时器件中的耗散功率会导致芯片温度升高。如前所述，这种温升的共性会导致每个电阻中发生相似的转换，使得分压器比率得以很好地保持。

通过在电阻器 R 两端施加电压 V ，会造成相应的功率耗散 $P = V^2/R$ ，表现为器件芯片中的热量。这些热量会导致结温局部增加，进而造成前面在温度系数背景下讨论过的相同参数转换。TCR 指定为环境温度的函数；因此，应使用有效的结至环境热阻来确定有效温升，并计算标称或预期转换。

$$R_{\text{expected}} = R_{\text{initial}} + \frac{V_R^2}{R} \times R_{\theta JA \text{ effective}} \times \text{TCR}_{\text{abs}} \times R_{\text{initial}} \quad (16)$$

如果同时偏置两个分压器，则必须在使用结至环境热阻计算相关的结温升之前，将两个分压器的功率耗散相加。

下图显示了在各种电压下所测试的一个 RES11A40-Q1 器件的数据集。



R 预期值与 R 实际值之间的差异描述了 R 的实际值与预期值不匹配错误，这源自对电压系数产生的非温度相关影响。与对数放大器的对数一致性误差或 ADC 的积分非线性误差类似，该误差描述了实际器件行为与可预测行为之间的偏差。虽然转换的绝对幅度有所不同，但斜率或趋势可以预测。请注意，测量噪声和泄漏很容易增加测量误差；请遵循最佳实践，例如组装后清洁和烘烤电路板，以更大限度地减少外部误差并提高可重复性。

R 测量值的变化除以偏置电压 V_R 的变化，即可计算电阻的有效电压系数。例如， R_{IN1} 的电压系数为 ΔR_{IN1} 除以 ΔV_{RIN1} 。

$$\text{Voltage coefficient } (\Omega/V) = \frac{R_{\text{final}} - R_{\text{initial}}}{V_{R(\text{final})} - V_{R(\text{initial})}} \quad (17)$$

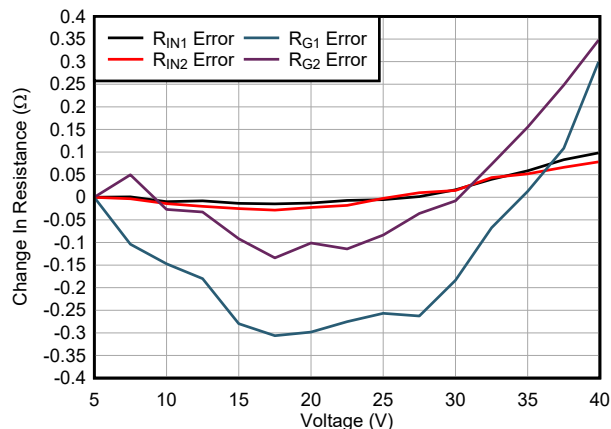


图 7-9. 电阻实际值和预期值失配与绝对电压间的关系

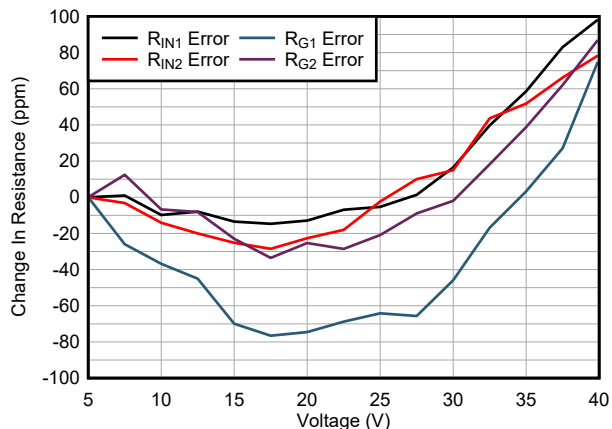


图 7-10. 电阻实际值和预期值失配与标称分压器电压间的关系

对每个 R_x 、 t_{D1} 、 t_{D2} 和 t_M 重复此操作，计算与每个参数相关的电压系数。例如，RES11A-Q1 的典型绝对电压系数约为 $\pm 0.24\Omega/V$ (R_{IN} 和 R_G 的电压系数)。当从比例角度考虑时， t_{D1} 或 t_{D2} 的典型电压系数为 $\pm 0.4\text{ppm/V}$ ， t_M 的电压系数为 $\pm 0.24\text{ppm/V}$ 。

7.3.4 超低噪声

电阻中的噪声可在两个单独的区域中进行评估：低频闪烁噪声和宽带热噪声。对于需要频率低于 100Hz 的信号增益的系统，闪烁（或 $1/f$ 噪声）非常重要。薄膜电阻器（包括 RES11A-Q1）的闪烁噪声低于厚膜电阻器工艺的闪烁噪声。在大于 1kHz 的区域中，通常以热噪声为主，该噪声会随着电阻幅度的增加而增加。噪声被建模为与电阻串联的电压源。

对于诸如 RES11A-Q1 等电阻分压器，在两个电阻器（ R_{IN} 和 R_G ）的中心抽头位置测量的热噪声等同于值为 $R_{IN} \parallel R_G$ 的电阻的热噪声：

$$e_N = \sqrt{4k_B T R} \quad (18)$$

其中：

- e_N 是以 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 为单位的热噪声密度
- T 是以开尔文 (K) 为单位的绝对温度
- k_B 是玻尔兹曼常数， $1.381 \times 10^{-23} \text{J/K}$
- $R = R_{IN} \parallel R_G$

例如，对于 25°C 下的 RES11A40-Q1：

$$e_N = \sqrt{4k_B T R} = \sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \times 278 \text{K} \times (1\text{k}\Omega \parallel 4\text{k}\Omega)} = 3.5 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (19)$$

7.4 器件功能模式

RES11A-Q1 通常与两个独立偏置电阻分压器搭配使用。 R_{IN1} 和 R_{G1} 串联组成电阻分压器，同时 R_{IN2} 和 R_{G2} 串联形成另一个分压器。不过，这两个分压器不必分开使用。这些电阻可以像任何其他电阻一样串联或并联。

使用两个 GND 引脚中的一个来偏置器件基板。将基板连接到信号接地或类似的低阻抗偏置点或平面，以获得最佳的噪声抑制效果。虽然器件上有两个 GND/SUB 连接引脚，但只将其中一个连接到接地平面。两个 GND 引脚在内部通过基板连接，不用于传导大电流。一次仅连接一个 GND 引脚，使另一个引脚悬空，防止通过基板形成电流返回路径。

7.4.1 每电阻限制

RES11A-Q1 支持的最大电压和电流取决于器件比率、电路配置及环境条件。首先，所有实现都必须遵守 150°C 的最大结温限制。根据环境温度 T_A 的不同，最大功率耗散限值可能会因任务特性而异。按如下方式检查合规性；请注意 $R_{\theta JA}$ 的有效值要受电路板设计、系统散热和气流的影响。

$$R_{\theta JA} \times \left((I_{RIN1}^2 \times R_{IN1}) + (I_{RG1}^2 \times R_{G1}) + (I_{RIN2}^2 \times R_{IN2}) + (I_{RG2}^2 \times R_{G2}) \right) + T_A \leq 150^\circ\text{C} \quad (20)$$

如果在传统分压器配置中使用 RES11A-Q1，使得 $I_{RIN1} = I_{RG1} = I_{D1}$ 且 $I_{RIN2} = I_{RG2} = I_{D2}$ ，则这简化为

$$R_{\theta JA} \times \left(I_{D1}^2 \times (R_{IN1} + R_{G1}) + I_{D2}^2 \times (R_{IN2} + R_{G2}) \right) + T_A \leq 150^\circ\text{C} \quad (21)$$

RES11A-Q1 的每个电阻都有几个相关的最大标称电流值，具体取决于电路条件，如下表所述。这些值包含限值带，以考虑每个分压器的绝对容差范围。尽管每个 RES11A-Q1 的标称 R_{IN} 阻抗都为 1k Ω ，但并非每比率变体都在相同的实现方式下实现这种阻抗，从而导致比率之间的精确每电阻限制发生变化。

1. 瞬时过载限制：短期应力的最大瞬时电流值。超过该限值会导致过流情况，如果该情况持续，则会损坏器件。虽然基准测试表明 RES11A-Q1 能够承受非常高的短期应力，但在出现这些极端情况时或之后，不会对器件进行表征，因此不建议这样运行。
2. 直流持续偏置限制：直流或近直流电路中长期偏置的最大持续电流，例如基准电压生成和调节。如果超过该限值，器件将在 *建议运行条件* 之外运行，从理论上讲，长期运行会导致参数漂移超出数据表规格。此限制适用于 RES11A-Q1 的大多数应用。
3. 交流连续偏置限制：交流电路（例如旋转变压器驱动器）中长期偏置的最大持续 RMS 电流，其中输入信号是 50Hz 或更高的正弦波。如果超过该限值，器件将在 *建议运行条件* 之外运行，从理论上讲，长期运行会导致参数漂移超出数据表规格。

表 7-1. 依比率的最大电流限制

器件型号	短期过载限制 (mA)		直流持续偏置限制 ⁽¹⁾ (mA)		交流持续偏置限制 ⁽¹⁾ (mA)	
	R_{IN}	R_G	R_{IN}	R_G	R_{IN}	R_G
RES11A10-Q1	38.54	38.54	8.93	8.93	12.21	12.21
RES11A15-Q1	38.54	25.70	8.93	5.95	12.21	8.14
RES11A16-Q1	39.42	23.65	8.93	5.36	12.49	7.49
RES11A20-Q1	38.54	19.27	8.93	4.47	12.21	6.11
RES11A25-Q1	32.12	25.70	7.44	5.95	10.18	8.14
RES11A30-Q1	38.54	25.70	8.93	5.95	12.21	8.14
RES11A40-Q1	38.54	19.27	8.93	4.47	12.21	6.11
RES11A50-Q1	39.42	15.77	8.93	3.57	12.49	5.00
RES11A90-Q1	38.54	12.85	8.93	2.98	12.21	4.07
RES11A00-Q1	32.12	12.85	7.44	2.98	10.18	4.07

(1) 假设在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 条件下，持续偏置 10 年

在大多数增益和分压器应用中， $I_{RIN1} = I_{RG1} = I_{D1}$ 且 $I_{RIN2} = I_{RG2} = I_{D2}$ 。在这些电路中， I_{Dx} 的最大值必须保持在或小于 [表 7-1](#) 允许的 I_{RINx} 或 I_{RGx} 的较小值。该要求适用于短期过载及长期运行条件。为便于使用，*绝对最大额定值* 和 *建议运行条件* 表将此信息显示为分压器上计算得出的最大电压。

在电阻器以更非常规的方式使用（例如 $I_{RIN1} \neq I_{RG1}$ 或 $I_{RIN2} \neq I_{RG2}$ ）的电路中，对照 [表 7-1](#) 单独比较每电阻器的预期电流，以验证器件运行条件是否有效。该要求包括分压器中点由低阻抗源驱动，而不是由放大器等高阻抗传感器测量的情况。

在某些情况下，双向齐纳二极管等外部电路元件有助于保护器件免受过应力条件的影响。另请参阅 [节 8.3](#)。

8 应用和实施

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 元件规格，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客户负责确定元件是否适合其用途，以及验证和测试其设计实现以确认系统功能。

8.1 应用信息

8.1.1 放大器反馈电路

RES11A-Q1 通常用于实现运算放大器的反馈路径，从而设置电路增益。该电路被配置为反相或同相，输入电压被施加到该相应放大器输入上，通常如下图所示。

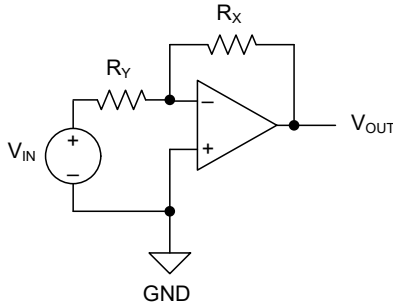


图 8-1. 反相放大器配置

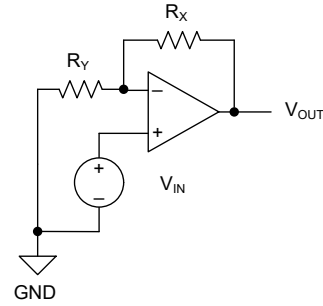


图 8-2. 同相放大器配置

对于反相电路配置：

$$G_{Inv} = \frac{R_X}{R_Y} \quad (22)$$

$$V_{OUT} = -V_{IN} \times G_{Inv} \quad (23)$$

对于同相电路配置：

$$G_{Noninv} = 1 + \frac{R_X}{R_Y} \quad (24)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \times G_{Noninv} \quad (25)$$

通常情况下，\$R_X = R_G\$ 且 \$R_Y = R_{IN}\$，可实现 2 到 11 的同相增益。该配置中的反相增益范围为 -1 至 -10。还可以使用更多独特的配置；另请参见节 8.1.6.2。

$$G_x = G_{nom}(1 + t_{Dx}) \quad (26)$$

8.1.1.1 放大器反馈电路示例

考虑以下示例。RES11A-Q1 的分压器 1 用于反相配置，而分压器 2 用于同相配置。两个通道都有相同的输入信号 V_{IN} ，但电路具有不同的传递函数，即 $V_{OUT1} = V_{IN} \times (-G_1)$ 和 $V_{OUT2} = V_{IN} \times (1 + G_2)$ 。

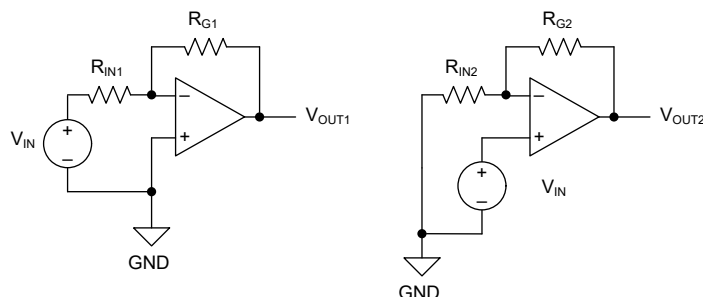


图 8-3. 放大器增益示例电路

下表显示了几个示例条件下的计算结果，旨在说明各种误差的影响。不考虑放大器失调电压或者输入偏置电流对 V_{OUTx} 的影响。每行代表 V_{IN} 、 G_{nom} 、 t_{D1} 及 t_{D2} 的不同假设条件。

表 8-1. 放大器增益示例电路条件，使用 RES11A-Q1

V_{IN}	G_{nom}	t_{D1}	t_{D2}	G_1	G_2	V_{OUT1}	V_{OUT2}
1V	4	0ppm	0ppm	4	4	-4V	5V
1V	4	100ppm	- 10ppm	4.00040	3.99996	-4.00040	4.99996
1V	4	40ppm	- 80ppm	4.00016	3.99968	-4.00016	4.99968
1V	4	- 80ppm	40ppm	3.99968	4.00016	-3.99968	5.00016
-2V	1.667	0ppm	0ppm	1.66667	1.66667	3.33333	-5.33333
-2V	1.667	100ppm	- 10ppm	1.66683	1.66665	3.33367	-5.33330
-2V	1.667	40ppm	- 80ppm	1.66673	1.66653	3.33347	-5.33307
-2V	1.667	- 80ppm	40ppm	1.66653	1.66673	3.33307	-5.33347

8.1.2 分压器电路

如节 6.1 中所述，RES11A-Q1 通常用作输入信号电平转换器或分压器。此电路通常在下图中绘制。

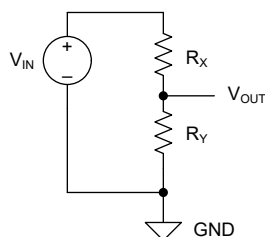


图 8-4. 一般分压器电路

$$G_{VD} = \frac{R_Y}{R_Y + R_X} \quad (27)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \times G_{VD} \quad (28)$$

$$G_{VDx} = G_{VD_{nom}}(1 + t_{VDx}) \quad (29)$$

通常，此电路中 R_G 和 R_{IN} 分别充当 R_X 和 R_Y 。代入这些项后，可得到以下传递函数：

$$G_{VDx} = \frac{R_{INx}}{R_{INx} + R_{Gx}} = \frac{1}{G_x + 1} \quad (30)$$

由于 G_{VDx} 是 G_x 的直接函数，因此这些分压器电路的比率容差误差 t_{VDx} 是 t_{Dx} 的直接函数。此配置中 t_{VDx} 的典型参数值和最大参数值根据给定的 t_{Dx} 值计算得出，如下所示：

$$t_{VDx} = \frac{-G_{nom} \times t_{Dx}}{G_{nom} \times t_{Dx} + G_{nom} + 1} \quad (31)$$

例如，如果在此配置中使用 $t_{D1} = 130\text{ppm}$ 的 RES11A40-Q1，则相关的 t_{VD1} 误差为 -104ppm 。出现符号变化是因为正 t_{Dx} 误差意味着 $R_G > R_{Gnom}$ 或 $R_{IN} < R_{INnom}$ 。由于得到的 G_{VDx} 小于标称值，因此误差项为负。

对于交换 R_G 和 R_{IN} 位置的替代情况，使得 $R_X = R_{IN}$ 且 $R_Y = R_{IN}$ ，传递函数为：

$$G_{VDx} = \frac{R_{Gx}}{R_{INx} + R_{Gx}} = \frac{G_x}{G_x + 1} \quad (32)$$

此传递函数的误差描述如下：

$$t_{VDx} = \frac{t_{Dx}}{G_{nom} \times t_{Dx} + G_{nom} + 1} \quad (33)$$

如果在此替代配置中使用 $t_{D1} = 130\text{ppm}$ 的相同 RES11A40-Q1，则相关的 t_{VD1} 误差为 26ppm 。正 t_{Dx} 误差意味着 $R_G > R_{Gnom}$ 或 $R_{IN} < R_{INnom}$ ，因此不会发生符号变化。由于结果 G_{VDx} 大于标称值，因此误差项再次为正值。

8.1.2.1 分压器电路示例

考虑以下示例。RES11A-Q1 的分压器 1 和 2 都排列为分压器，但 R_{G1} 和 R_{IN2} 的相对位置会交换， R_{IN1} 和 R_{G2} 的位置也是如此。两个通道具有相同的输入信号 V_{IN} ，但具有不同的传递函数，即 $V_{OUT1} = V_{IN} \times G_1 / (1 + G_1)$ 和 $V_{OUT2} = V_{IN} \times 1 / (1 + G_2)$ 。

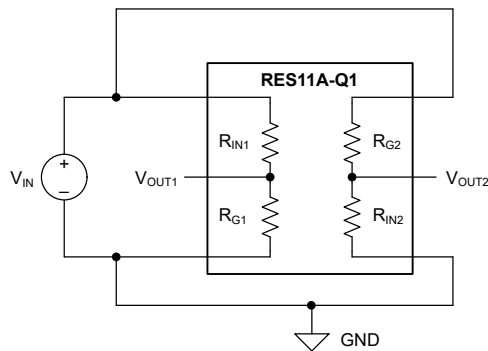


图 8-5. 分压器示例电路

下表显示了几个示例的计算结果，用于说明各种误差的影响。表中每一行表示不同的假设条件。每个表的最后一行出了替换 t_{Dx} 的绝对最大和最小限值时的结果。最终百分比误差 E_{OUTx} 的计算公式如下：

$$E_{OUTx} = \frac{V_{OUTx} - V_{OUTnom}}{V_{OUTnom}} \quad (34)$$

表 8-2. 分压器示例的计算误差，分压器 1

V_{IN}	G_{nom}	G_{VDnom}	$V_{OUT1nom}$	t_{D1}	t_{VD1}	G_{VD1}	V_{OUT1}	E_{OUT1}
5V	4	1/5	1V	60ppm	- 48ppm	0.19999	0.99995	- 48ppm
5V	4	1/5	1V	- 80ppm	64ppm	0.20001	1.00006	64ppm

表 8-2. 分压器示例的计算误差，分压器 1 (续)

V _{IN}	G _{nom}	G _{VDnom}	V _{OUT1nom}	t _{D1}	t _{VD1}	G _{VD1}	V _{OUT1}	E _{OUT1}
10V	4	1/5	2V	60ppm	- 48ppm	0.19999	1.99990	- 48ppm
10V	4	1/5	2V	- 80ppm	64ppm	0.20001	2.00013	64ppm
10V	4	1/5	2V	500ppm	- 400ppm	0.19992	1.99920	- 400ppm
10V	4	1/5	2V	- 500ppm	400ppm	0.20008	2.00080	400ppm

表 8-3. 分压器示例的计算误差，分压器 2

V _{IN}	G _{nom}	G _{VDnom}	V _{OUT2nom}	t _{D2}	t _{VD2}	G _{VD2}	V _{OUT2}	E _{OUT2}
5V	4	4/5	4V	75ppm	15ppm	0.80001	4.00006	15ppm
5V	4	4/5	4V	- 130ppm	- 26ppm	0.79998	3.99990	- 26ppm
10V	4	4/5	8V	75ppm	15ppm	0.80001	8.00012	15ppm
10V	4	4/5	8V	- 130ppm	- 26ppm	0.79998	7.99979	- 26ppm
10V	4	4/5	8V	500ppm	100ppm	0.80008	8.00080	100ppm
10V	4	4/5	8V	- 500ppm	- 100ppm	0.79992	7.99920	- 100ppm

如示例所示，每个分压器传递函数的最终误差 E_{OUTx} 相当于相应的有效分压器误差 t_{VDx}。在所有情况下，t_{VDx} 的幅度都小于 t_{Dx} 的幅度。

8.1.2.2 分压器电路漂移

如节 8.1.2 中所述，RES11A-Q1 的分压器电路误差 t_{VDx} 与增益电路误差 t_{Dx} 之间的关系是由以下两个表达式之一得出的（取决于 R_G 和 R_{IN} 的位置）：

$$G_{VDx} = \frac{R_{INx}}{R_{INx} + R_{Gx}} = G_{VDnom}(1 + t_{VDx}) \rightarrow t_{VDx} = \frac{-G_{nom} \times t_{Dx}}{G_{nom} \times t_{Dx} + G_{nom} + 1} \quad (35)$$

$$G_{VDx} = \frac{R_{Gx}}{R_{INx} + R_{Gx}} = G_{VDnom}(1 + t_{VDx}) \rightarrow t_{VDx} = \frac{t_{Dx}}{G_{nom} \times t_{Dx} + G_{nom} + 1} \quad (36)$$

因此，分压器传递函数 G_{VDx} 随温度的变化是 t_{Dx} 随温度变化的直接函数。将温度系数 TCR_{ratio} 环境温度变化相乘得到 t_{Dx} 的变化，这反过来被上面的适当公式代入，以计算 t_{VDx} 的变化。t_{VDx} 中的变化直接描述了 G_{VDx} 中的变化。

例如，考虑一个 G_{nom} = 4 的 RES11A40-Q1 和一个如图 8-4 所示的电路配置，其中 R_X = R_{G1} 且 R_Y = R_{IN1}。假设 t_{D1} 最初为 85ppm，并由于环境温度升高 25°C 而增加 5ppm。温度变化前 t_{VD1} 的初始值计算如下：

$$t_{VD1} = \frac{-G_{nom} \times t_{D1}}{G_{nom} \times t_{D1} + G_{nom} + 1} = \frac{-4 \times 0.000085}{4 \times 0.000085 + 4 + 1} = -0.000068 = -68ppm \quad (37)$$

温度变化后，t_{VD1} 新值的计算公式如下：

$$t_{VD1} = \frac{-G_{nom} \times t_{D1}}{G_{nom} \times t_{D1} + G_{nom} + 1} = \frac{-4 \times 0.000090}{4 \times 0.000090 + 4 + 1} = -0.000072 = -72ppm \quad (38)$$

在第一种情况下，t_{D1} 偏移为 5ppm 会导致 t_{VD1} 偏移 - 4ppm。

如果电路配置反转，使得 R_X = R_{IN1} 且 R_Y = R_{G1}，则 t_{VD1} 的初始值计算如下：

$$t_{VD1} = \frac{t_{D1}}{G_{nom} \times t_{D1} + G_{nom} + 1} = \frac{0.000085}{4 \times 0.000085 + 4 + 1} = 0.000017 = 17ppm \quad (39)$$

温度变化后，t_{VD1} 新值的计算公式如下：

$$t_{VD1} = \frac{t_{D1}}{C_{nom} \times t_{D1} + C_{nom} + 1} = \frac{0.000090}{4 \times 0.000090 + 4 + 1} = 0.000018 = 18\text{ppm} \quad (40)$$

在第二种情况下， t_{D1} 中的漂移为 5ppm，会导致 t_{VD1} 中的漂移仅为 1ppm。

8.1.3 分立式差分放大器

RES11A-Q1 通常用于实现简单的差分放大器。与使用失配分立式电阻的类似实现相比，两个电阻分压器之间的比例匹配可以提高电路的 CMRR 性能和增益漂移。图 8-6 展示了基本电路。

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \times \left(\frac{R_G}{R_{IN}} \right) + V_{REF} \quad (41)$$

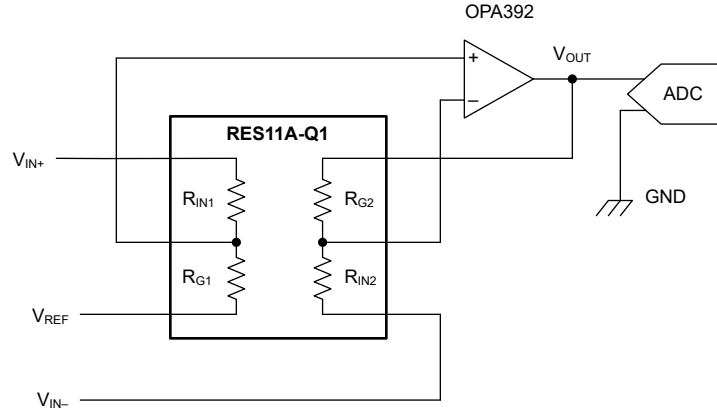


图 8-6. 使用 RES11A-Q1 的分立式差分放大器

8.1.3.1 差分放大器共模抑制分析

在这种简单差分放大器配置中，标称 CMRR 计算如下：

$$\text{CMRR} = 20 \times \log_{10} \left(\left| \frac{A_D}{A_{CM}} \right| \right) \quad (42)$$

A_D 项是电路的差分增益，而 A_{CM} 项是电路的共模增益。它们定义如下：

$$A_D \times = \frac{V_{OUT}}{V_D} = 0.5 \times \frac{\left(\frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{IN1}} \right) + \left(\frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{IN2}} \right)}{\left(\frac{R_{IN2}}{R_{G2} + R_{IN2}} \right)} \quad (43)$$

$$A_{CM} = \frac{V_{OUT}}{V_{CM}} = \frac{\left(\frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{IN1}} \right) - \left(\frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{IN2}} \right)}{\left(\frac{R_{IN2}}{R_{G2} + R_{IN2}} \right)} \quad (44)$$

因此，

$$\text{CMRR} = 20 \times \log_{10} \left(\left| 2 \times \frac{R_{G1} \times (R_{IN2} + R_{G2}) - R_{G2} \times (R_{IN1} + R_{G1})}{R_{G1} \times (R_{IN2} + R_{G2}) + R_{G2} \times (R_{IN1} + R_{G1})} \right| \right) \quad (45)$$

假设在分压器匹配最不平衡的最坏情况下，当使用节 7.3.1 中给出的定义对此表达式进行求值时，

$$\text{CMRR} = 20 \times \log_{10} \left(\left| \frac{G_{\text{nom}} + 1 + t_{R_x}^2 (1 - G_{\text{nom}})}{4 \times t_{R_x}} \right| \right) \quad (46)$$

$t_{R_x}^2 \ll 1$ ，所以最坏情况下 CMRR 近似为：

$$\text{CMRR} = 20 \times \log_{10} \left(\left| \frac{G_{\text{nom}} + 1}{4 \times t_{R_x}} \right| \right) \quad (47)$$

根据定义，参数 t_M 用于描述有效误差，对于不匹配分压器网络，该误差原本等于 $4 \times t_x$ ，因此可以使用 t_M 的最大值计算相同的最坏情况结果。同样， t_M 的典型值可用于近似得出典型的 CMRR。

$$\text{CMRR} = 20 \times \log_{10} \left(\left| \frac{G_{\text{nom}} + 1}{t_M} \right| \right) \quad (48)$$

例如， $G = 4$ 的 RES11A40-Q1 器件的最坏情况 CMRR 约为 74.0dB，而典型 CMRR 约为 98.5dB。相比之下，当实现采用失配 0.1% 容差电阻的相当 $G = 4$ 差分放大器时，最坏情况 CMRR 约为 62dB。

在差分放大器配置中，运算放大器的 CMRR 也会造成误差。根据以下公式，运算放大器 CMRR 与电阻网络的 CMRR 并行考虑：

$$\frac{1}{\text{CMRR}_{\text{TOTAL}}} = \frac{1}{\text{CMRR}_{\text{AMP}}} + \frac{1}{\text{CMRR}_{\text{RESISTORS}}} \quad (49)$$

额外的分压器端到端电阻不匹配会降低差分放大器的有效 CMRR。虽然 RES11A-Q1 的低绝对容差范围 (65ppm 典型值) 有助于减少这些问题，但寄生引线电阻可能会导致额外的不匹配，进而影响 CMRR 规格。这里提供了各种有意阻抗失配下，RES11A40-Q1 和 OPA210 差分放大器实现的基准测试结果。

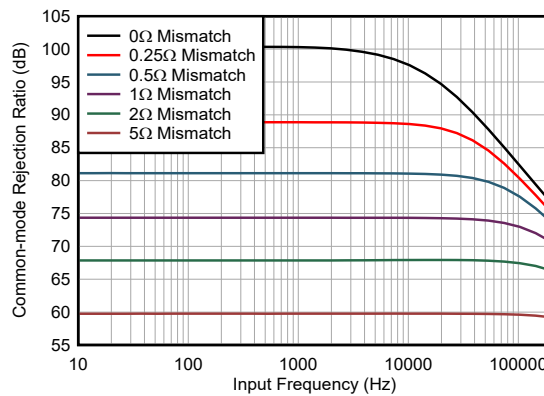


图 8-7. 输入阻抗失配对共模抑制比的影响

8.1.3.2 差分放大器增益误差分析

传递函数 方程式 41 假定 $R_{G1} = R_{G2}$ 并且 $R_{IN1} = R_{IN2}$ 。在没有此假设的情况下，如下所示对差分放大器的传递函数进行了更好的描述：

$$V_{OUT} = V_{IN+} \times \left(\frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{IN1}} \right) \left(\frac{R_{G2} + R_{IN2}}{R_{IN2}} \right) - V_{IN-} \times \left(\frac{R_{G2}}{R_{IN2}} \right) + V_{REF} \quad (50)$$

如果 $R_{G2} + R_{IN2}$ 和 $R_{G1} + R_{IN1}$ 的端到端值足够匹配，则上面公式中对应的项会抵消。RES11A-Q1 的端到端失配规格用比率项描述了这种误差的典型值；为简洁起见，该误差项表示为 t_{E2E} 。

$$\frac{R_{G2} + R_{IN2}}{R_{G1} + R_{IN1}} = 1 + t_{E2E} \quad (51)$$

$$V_{OUT} = V_{IN+} \times \left(\frac{R_{G1}}{R_{IN2}} \right) (1 + t_{E2E}) - V_{IN-} \times \left(\frac{R_{G2}}{R_{IN2}} \right) + V_{REF} \quad (52)$$

R_{G2} / R_{IN2} 的比率误差用 t_{D2} 表示。 R_{G1} / R_{IN2} 的比率误差通过分压器之间的 R_G 失配比率规格进行描述；为简洁起见，该误差项表示为 t_{D2D} 。

$$\frac{R_{G2}}{R_{IN2}} = (1 + t_{D2}) \times G_{nom} \quad (53)$$

$$\frac{R_{G2}}{R_{IN1}} = (1 + t_{D2D}) \times G_{nom} \quad (54)$$

因此，有效传递函数为

$$V_{OUT} = V_{IN+} \times G_{nom} \times (1 + t_{E2E})(1 + t_{D2D}) - V_{IN-} \times G_{nom} \times (1 + t_{D2}) + V_{REF} \quad (55)$$

为了进一步分析，输入电压 V_{IN+} 和 V_{IN-} 首先表示为共模输入电压 (V_{CM}) 和差分输入电压 (V_{DIFF})。

$$V_{CM} = \frac{(V_{IN+} + V_{IN-})}{2} \quad (56)$$

$$V_{DIFF} = V_{IN+} - V_{IN-} \quad (57)$$

方程式 55 依据 V_{CM} 和 V_{DIFF} 表示为

$$V_{OUT} = V_{CM} \times \left(\frac{\frac{R_{G1}}{R_{IN1} + R_{G1}} - \frac{R_{G2}}{R_{IN2} + R_{G2}}}{\frac{R_{IN2}}{R_{IN2} + R_{G2}}} \right) + V_{DIFF} \times \left(\frac{\frac{R_{G1}}{R_{IN1} + R_{G1}} + \frac{R_{G2}}{R_{IN2} + R_{G2}}}{2 \times \frac{R_{IN2}}{R_{IN2} + R_{G2}}} \right) \quad (58)$$

$$V_{OUT} = V_{CM} \times \left(\frac{R_{G1}}{R_{IN2}} \times \frac{R_{IN2} + R_{G2}}{R_{IN1} + R_{G1}} - \frac{R_{G2}}{R_{IN2}} \right) + \frac{V_{DIFF}}{2} \times \left(\frac{R_{G1}}{R_{IN2}} \times \frac{R_{IN2} + R_{G2}}{R_{IN1} + R_{G1}} + \frac{R_{G2}}{R_{IN2}} \right) \quad (59)$$

$$V_{OUT} = V_{CM} \times G_{nom} \times ((1 + t_{D2D}) \times (1 + t_{E2E}) - (1 + t_{D2})) + \frac{V_{DIFF}}{2} \times G_{nom} \times ((1 + t_{D2D}) \times (1 + t_{E2E}) + (1 + t_{D2})) \quad (60)$$

相对于 V_{CM} 或 V_{DIFF} 的增益误差通过对给定变量所求的方程式 60 部分导数来计算。

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{CM}} = G_{nom} \times ((1 + t_{D2D}) \times (1 + t_{E2E}) - (1 + t_{D2})) \quad (61)$$

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{DIFF}} = \frac{G_{nom}}{2} \times ((1 + t_{D2D}) \times (1 + t_{E2E}) + (1 + t_{D2})) \quad (62)$$

由于误差容差项 $(1 + t_{D2D})$ 和 $(1 + t_{E2E})$ 是乘法项，并且 t_{D2D} 和 t_{E2E} 都是零均值，而且在亚 200ppm 范围内具有标准偏差，因此 $t_{D2D} \times t_{E2E}$ 的误差贡献小于 0.01ppm，并假定可以忽略不计。结果是三个项的代数和，所有项都被视为独立的零均值高斯值，因此：

$$\frac{t_{ERR_{effective}}}{1} = \sqrt{\left(\frac{t_{D2D}}{1}\right)^2 + \left(\frac{t_{E2E}}{1}\right)^2 + \left(\frac{t_{D2}}{1}\right)^2} \quad (63)$$

通过代入 t_{D2D} 、 t_{E2E} 和 t_{D2} 的典型值，对结果项执行平方根总和误差分析，以描述传递函数的典型误差。

考虑一个使用 RES11A50-Q1 的示例，使得 $G_{nom} = 5$ 。假设 $t_{D2} = 81\text{ppm}$ 、 $t_{E2E} = 18\text{ppm}$ ，且 $t_{D2D} = 86\text{ppm}$ 。使用 [方程式 63](#)，计算出 $t_{ERR_{effective}}$ 为 $\pm 120\text{ppm}$ ，用于相对于 V_{CM} 和 V_{DIFF} 计算 V_{OUT} 。前者是共模增益误差，而后者由所需的标称增益项 (G_{nom}) 和不需要的增益误差组成。

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{CM}} = G_{nom} \times t_{ERR_{effective}} = G_{nom} \times \pm 120\text{ppm} = \pm 600\text{ppm} \quad (64)$$

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{DIFF}} = \frac{G_{nom}}{2} \times (2 + t_{ERR_{effective}}) = G_{nom} \pm 300\text{ppm} \quad (65)$$

将 $t_{ERR_{effective}}$ 误差乘以所需的过程控制值（例如六 Σ 方法的 $\times 6$ ），可得到保守的最大范围。由于 [电气特性](#) 中报告的 $\pm 1\sigma$ 值已经包括保护带并考虑了平均偏移，因此在许多情况下，较低的过程控制值（如五西格玛）就已足够。例如，求解 CMRR 的前面表达式只得到 78.5dB，而 RES11A50-Q1 的实际典型 CMRR 为 102.1dB。出现差异的原因是 t_{D1} 、 t_{D2} 、 t_M 和 CMRR 的测量分辨率高于 t_{D2D} 和 t_{E2E} 的测量分辨率，因此后一个参数的报告值包括额外的保护带。此外，保守建模方法假设 t_{D2D} 、 t_{E2E} 和 t_{D2} 不相关，而对于许多器件，存在较弱相关性（例如 t_{D2D} 和 t_{E2E} 具有不同的极性），这会导致观察到的实际误差低于建模误差。

8.1.4 分立式仪表放大器

将 RES11A-Q1 与双通道运算放大器配合使用，从而实现一种分立式仪表放大器 (INA)。与使用失配分立式电阻的类似实现相比，两个电阻分压器之间的比例匹配可以提高电路的 CMRR 性能，最终产生更好的过温和过老化增益漂移特性。当需要高输入阻抗和低偏置电流时，如在测量桥式传感器时，通常使用 INA 而不是差分放大器。

分立式 INA 通常配置为差分输入差分输出电路，参见 [图 8-8](#)。虽然未显示，但在需要时，可使用额外的分立式差分放大器级（需要第二个 RES11A-Q1 和另一个运算放大器通道），以便将差分输出电压转换为单端电压（例如，驱动单端 ADC 时）。这个额外级还可添加额外的失调电压并提供额外增益，从而有效地模拟常见的三放大器 INA 架构。

$$V_{OUT+} - V_{OUT-} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \times \left(1 + \frac{R_G}{R_{IN}}\right) \quad (66)$$

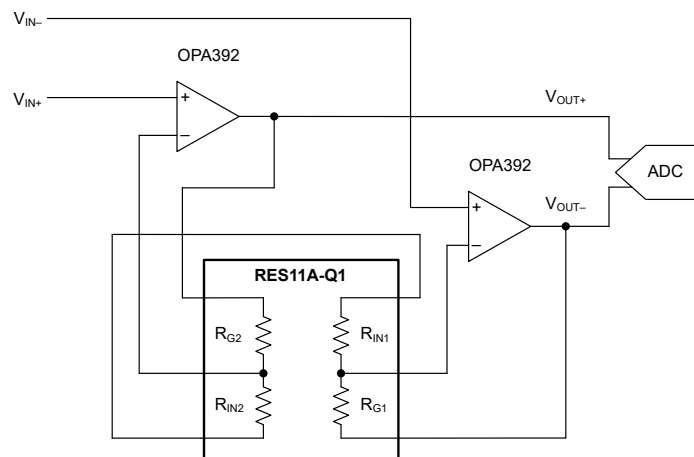


图 8-8. 使用 RES11A-Q1 的差分输入、差分输出仪表放大器

与常见的 3A 放大器 INA（如 INA821）相比，采用 RES11A-Q1 的分立式方法的一个好处是放大器反相引脚之间的电阻具有与反馈电阻相同的温度系数。因此，所有形成共模和差分增益漂移的电阻器使得电路增益误差在整个

温度范围内极其稳定。相比之下，INA821 和类似器件依赖于一个外部增益设置电阻器，该电阻器本身与内部的激光修整反馈电阻器不匹配。因此，INA821 的漂移性能与外部电阻器设置增益的精度和低温漂直接相关，因此为了获得最佳性能，通常需要相对昂贵的低漂移电阻器。RES11A-Q1 电阻都非常匹配，具有相似的温度系数，并且对 RES11A-Q1 所示的电路不需要额外的外部电阻；因此，分立式方法避免了这个问题。

较少见的是，可以将分立式 INA 实现为差分输入、单端输出电路，参见图 8-9。这种拓扑可保持高输入阻抗，允许施加失调电压，无需第三个放大器通道即可提供单端输出。使用低阻抗源（如参考缓冲器）驱动偏移。在设计分立 INA 时，请仔细考虑电路设计过程中所用放大器的输出摆幅和输入共模范围限制。

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \times \left(1 + \frac{R_G}{R_{IN}}\right) + V_{REF} \quad (67)$$

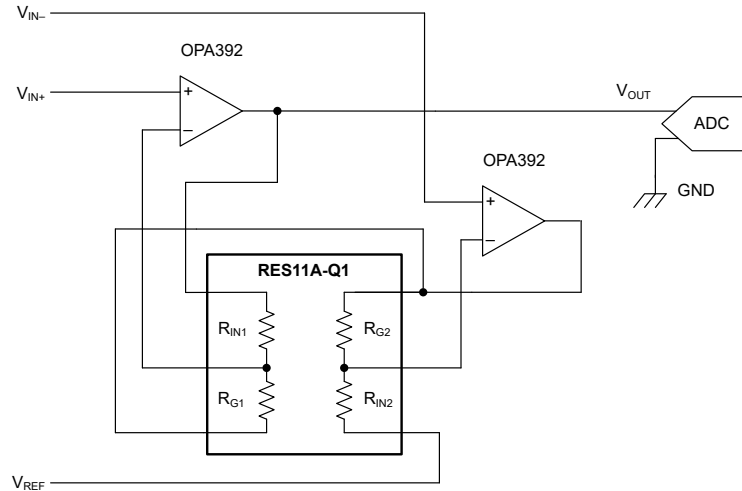


图 8-9. 使用 RES11A-Q1 的差分输入、单端输出仪表放大器

8.1.5 全差分放大器

RES11A-Q1 可用于设置全差分放大器（如 THP210）的增益。与使用失配分立式电阻的类似实现相比，两个电阻分压器之间的比例匹配会为电路带来更高的增益匹配和 CMRR 性能。

图 8-10 展示了一个驱动差分 ADC 的全差分放大器通用原理图表示，其中使用了 RES11A-Q1 来设置放大器增益。

$$V_{OUT+} - V_{OUT-} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \times \left(\frac{R_G}{R_{IN}}\right) \quad (68)$$

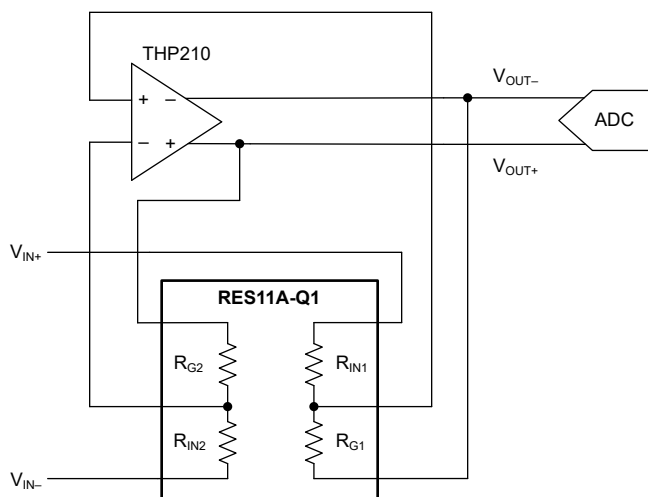


图 8-10. 使用 RES11A-Q1 的全差分放大器增益设置

8.1.6 非常规电路

RES11A-Q1 的两个匹配分压器通常相互独立使用，作为两个匹配良好的通道。电阻器在不太常规的方向上也很有用，在这种方向上，两个通道的电阻器相互连接，以实现更广泛的传递函数和有效“增益”。虽然分压器或放大器反馈路径显然是这种用途的候选路径，但“非平衡”仪表放大器电路等更独特的应用也会从这种方法中受益。

8.1.6.1 单通道电压分压器

如节 8.1.2 中所述，RES11A-Q1 通常用作输入信号电平转换器或分压器。通常， R_G 和 R_{IN} 在该电路中分别充当 R_X 和 R_Y （反之亦然），并与 RES11A-Q1 的两个分压器排列成独立通道。如果需要非常规的 V_D 值，可以在各种串联和并联组合中组合单个 RES11A-Q1 的四个电阻来实现所需的有效增益，但器件通道数实际上会从两个减少到一个。下表展示了可能的 RES11A-Q1 连接的一些排列，并报告了与每种连接相关的传递函数。因为 G_{VD} 的值总是小于 1，为便于阅读，表中给出的值是 G_{VD}^{-1} 或 $1/G_{VD}$ 。

表 8-4. 一些 RES11A-Q1 电阻排列的有效传递函数 G_{VD}^{-1} , 调整 R_Y

R_X	R_G	R_{G1}	R_{G1}	R_{G1}	R_{IN}	R_{IN1}	R_{IN1}	R_{IN1}
R_Y	R_{IN}	$R_{IN1} + R_{IN2}$	$R_{IN1} + R_{G2}$	$R_{IN1} + R_{IN2} + R_{G2}$	R_G	$R_{G1} + R_{IN2}$	$R_{G1} + R_{G2}$	$R_{G1} + R_{G2} + R_{IN2}$
G_{R11}	有效传递函数 G_{VD}^{-1}							
1	2	1.5	1.5	1.3333	2	1.5	1.5	1.3333
1.5	2.5	1.75	1.6	1.4286	1.6667	1.4	1.3333	1.25
1.6667	2.6667	1.8333	1.625	1.4545	1.6	1.375	1.3	1.2308
2	3	2	1.6667	1.5	1.5	1.3333	1.25	1.2
2.5	3.5	2.25	1.7143	1.5556	1.4	1.2857	1.2	1.1667
3	4	2.5	1.75	1.6	1.3333	1.25	1.1667	1.1429
4	5	3	1.8	1.6667	1.25	1.2	1.125	1.1111
5	6	3.5	1.8333	1.7143	1.2	1.1667	1.1	1.0909
9	10	5.5	1.9	1.8182	1.1111	1.1	1.0556	1.0526
10	11	6	1.9091	1.8333	1.1	1.0909	1.05	1.0476

表 8-5. 一些 RES11A-Q1 电阻排列的有效传递函数 G_{VD}^{-1} , 调整 R_X

R_X	R_{IN}	$R_{IN1} + R_{IN2}$	$R_{IN1} + R_{G2}$	$R_{IN1} + R_{IN2} + R_{G2}$	R_G	$R_{G1} + R_{IN2}$	$R_{G1} + R_{G2}$	$R_{G1} + R_{G2} + R_{IN2}$
R_Y	R_G	R_{G1}	R_{G1}	R_{G1}	R_{IN}	R_{IN1}	R_{IN1}	R_{IN1}
G_{R11}	有效传递函数 G_{VD}^{-1}							
1	2	3	3	4	2	3	3	4
1.5	1.6667	2.3333	2.6667	3.3333	2.5	3.5	4	5
1.6667	1.6	2.2	2.6	3.2	2.6667	3.6667	4.3333	5.3333
2	1.5	2	2.5	3	3	4	5	6
2.5	1.4	1.8	2.4	2.8	3.5	4.5	6	7
3	1.3333	1.6667	2.3333	2.6667	4	5	7	8
4	1.25	1.5	2.25	2.5	5	6	9	10
5	1.2	1.4	2.2	2.4	6	7	11	12
9	1.1111	1.2222	2.1111	2.2222	10	11	19	20
10	1.1	1.2	2.1	2.2	11	12	21	22

例如, 考虑一个由 $R_X = R_{IN1} + R_{IN2} + R_{G2}$ 以及 $R_Y = R_{G1}$ 构成的分压器。对于此实现方案, 在 $G_{nom} = 1.5$ 时使用 RES11A15-Q1 器件可提供有效的传递函数 $V_D = R_Y / (R_X + R_Y) = 1.5k\Omega / (1k\Omega + 1k\Omega + 1.5k\Omega + 1.5k\Omega) = 1.5k\Omega / 5k\Omega = 0.3$, 使得 $G_{VD}^{-1} = 3.3333$ 。因此, $V_{OUT} = V_{IN} \times G_{VD} = V_{IN} / 3.3333$ 。

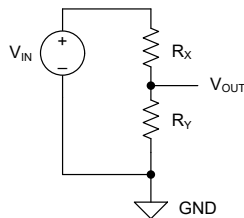


图 8-11. 1/3.3333 分压器, 有效电路

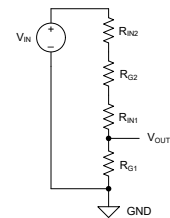


图 8-12. 1/3.3333 分压器, 使用 RES11A15-Q1 实现

8.1.6.2 单通道放大器增益

RES11A-Q1 通常用于实现放大器的反馈网络及设置电路增益，如节 8.1.1 中所述。通常，在该电路中， R_G 和 R_{IN} 分别用作 R_X 和 R_Y （反之亦然），分压器 1 和 2 排列为两个独立通道。但是，如果需要 G_{Inv} 或 G_{Noninv} 的非常规值，则将单个 RES11A-Q1 的四个电阻以各种串联和并联组合的方式组合起来可满足该要求，但代价是通道数会减少。下表展示了可能的 RES11A-Q1 连接的一些排列，并报告与每个连接相关联的 G_{Inv} 传递函数。要计算每个方案的 G_{Noninv} ，只需在给定 G_{Inv} 的幅度中添加 1。

表 8-6. 一些 RES11A-Q1 电阻排列的有效传递函数 G_{Inv} ，调整 R_Y

R_X	R_{IN}	R_{IN1}	R_{IN1}	R_{IN1}	R_G	R_{G1}	R_{G1}	R_{G1}
R_Y	R_G	$R_{G1} + R_{IN2}$	$R_{G1} + R_{G2}$	$R_{G1} + R_{G2} + R_{IN2}$	R_{IN}	$R_{IN1} + R_{IN2}$	$R_{IN1} + R_{G2}$	$R_{IN1} + R_{G2} + R_{IN2}$
G_{R11}	有效传递函数 G_{Inv}							
1	1	0.5	0.5	0.3333	1	0.5	0.5	0.3333
1.5	0.6667	0.4	0.3333	0.25	1.5	0.75	0.6	0.4286
1.6667	0.6	0.375	0.3	0.2308	1.6667	0.8333	0.625	0.4545
2	0.5	0.3333	0.25	0.2	2	1	0.6667	0.5
2.5	0.4	0.2857	0.2	0.1667	2.5	1.25	0.7143	0.5556
3	0.3333	0.25	0.1667	0.1429	3	1.5	0.75	0.6
4	0.25	0.2	0.125	0.1111	4	2	0.8	0.6667
5	0.2	0.1667	0.1	0.0909	5	2.5	0.8333	0.7143
9	0.1111	0.1	0.0556	0.0526	9	4.5	0.9	0.8182
10	0.1	0.0909	0.05	0.0476	10	5	0.9091	0.8333

表 8-7. 一些 RES11A-Q1 电阻排列的有效传递函数 G_{Inv} ，调整 R_X

R_X	R_G	$R_{G1} + R_{IN2}$	$R_{G1} + R_{G2}$	$R_{G1} + R_{G2} + R_{IN2}$	R_{IN}	$R_{IN1} + R_{IN2}$	$R_{IN1} + R_{G2}$	$R_{IN1} + R_{G2} + R_{IN2}$
R_Y	R_{IN}	R_{IN1}	R_{IN1}	R_{IN1}	R_G	R_{G1}	R_{G1}	R_{G1}
G_{R11}	有效传递函数 G_{Inv}							
1	1	2	2	3	1	2	2	3
1.5	1.5	2.5	3	4	0.6667	1.3333	1.6667	2.3333
1.6667	1.6667	2.6667	3.3333	4.3333	0.6	1.2	1.6	2.2
2	2	3	4	5	0.5	1	1.5	2
2.5	2.5	3.5	5	6	0.4	0.8	1.4	1.8
3	3	4	6	7	0.3333	0.6667	1.3333	1.6667
4	4	5	8	9	0.25	0.5	1.25	1.5
5	5	6	10	11	0.2	0.4	1.2	1.4
9	9	10	18	19	0.1111	0.2222	1.1111	1.2222
10	10	11	20	21	0.1	0.2	1.1	1.2

例如，考虑一个由 $R_X = R_{G1} + R_{G2}$ 且 $R_Y = R_{IN1}$ 构成的反相放大器电路。对于该实现，使用 $G_{nom} = 10$ 的 RES11A00-Q1 器件可提供有效的传递函数 $G_{Inv} = R_X / R_Y = (10k\Omega + 10k\Omega) / 1k\Omega = 20k\Omega / 1k\Omega = 20$ 。因此， $V_{OUT} = -V_{IN} \times G_{Inv} = V_{IN} \times -20$ 。

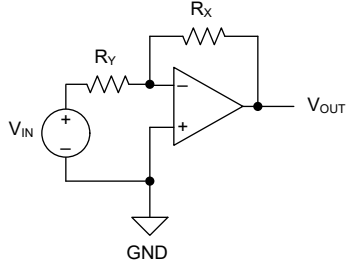


图 8-13. $V_{OUT} = -20 \times V_{IN}$ ，有效电路

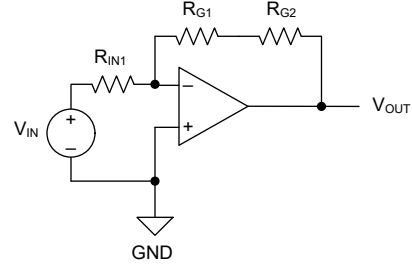


图 8-14. $V_{OUT} = -20 \times V_{IN}$ ，采用 RES11A00-Q1 实现

8.1.6.2.1 使用 RES11A-Q1 进行 RES60A-Q1 的增益调节

RES60A-Q1 是一款精密匹配电阻分压器，针对极高电压应用进行了优化。RES60A-Q1 通常用于电池管理系统 (BMS) 应用，以测量电池包电压。虽然有多个 RES60A-Q1 比率可用，但通过使用低偏移缓冲放大器和 RES11A-Q1 精细调节分压器输出来实现额外的有效比率。RES11A-Q1 的低比率误差可更大限度地减少信号链的额外增益误差贡献，同时更大限度地增大下游 ADC 的输入满量程范围 (FSR)。

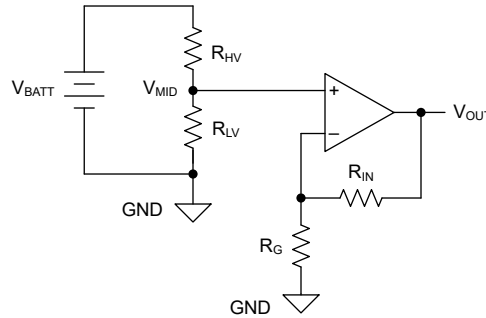


图 8-15. 使用 RES60A-Q1 及 RES11A-Q1 的电池包测量

$$V_{MID} = V_{BATT} \times \frac{R_{LV}}{R_{HV} + R_{LV}} = \frac{V_{BATT}}{G_{R60} + 1} \quad (69)$$

$$V_{OUT} = V_{MID} \left(\frac{R_{IN}}{R_G} + 1 \right) = V_{MID} \left(\frac{1}{G_{R11}} + 1 \right) = V_{BATT} \left(\frac{1 + G_{R11}}{G_{R11} \times (G_{R60} + 1)} \right) \quad (70)$$

为简洁起见，RES60A-Q1、RES11A-Q1 和放大器电路的有效传递函数总结为 G_{SF} 。

$$G_{SF} = \frac{G_{R11} \times (G_{R60} + 1)}{1 + G_{R11}} \quad (71)$$

$$V_{OUT} = V_{BATT} \times \left(\frac{1}{G_{SF}} \right) \quad (72)$$

表 8-8 显示了与各种 RES60A-Q1 和 RES11A-Q1 组合相关的有效分压器比例因子 G_{SF} 。虽然为简洁起见未显示，但节 8.1.6.2 中讨论的可能增益排列在此处也适用。

表 8-8. RES60A-Q1 及 RES11A-Q1 组合的有效比例因子 G_{SF}

G_{R60}	145	210	315	410	500	610	1000
G_{R11}	有效比例因子 G_{SF}						
无	146.00	211.00	316.00	411.00	501.00	611.00	1001.00
1	73.00	105.50	158.00	205.50	250.50	305.50	500.50
1.5	87.60	126.60	189.60	246.60	300.60	366.60	600.60
1.6667	91.26	131.88	197.51	256.89	313.15	381.90	625.67
2	97.33	140.67	210.67	274.00	334.00	407.33	667.33
2.5	104.29	150.71	225.71	293.57	357.86	436.43	715.00
3	109.50	158.25	237.00	308.25	375.75	458.25	750.75
4	116.80	168.80	252.80	328.80	400.80	488.80	800.80
5	121.67	175.83	263.33	342.50	417.50	509.17	834.17
9	131.40	189.90	284.40	369.90	450.90	549.90	900.90
10	132.73	191.82	287.27	373.64	455.45	555.45	910.00

8.1.7 非常规的仪表放大器

图 8-8 和图 8-9 中显示的基本仪表放大器电路将 RES11A-Q1 的两个 R_{IN} 电阻串联放置在两个放大器反相输入引脚之间。相反，将这些电阻器并联，或者仅连接两个 R_{IN} 电阻器中的一个并使另一个电阻器悬空，以实现更广泛的有效电路增益。

另一种选择是 *非平衡* INA，其中两个输入放大器的反馈路径具有不同的有效增益。对于 RES11A-Q1，这种配置的实现方式是：通过使用分压器元件的串联或并联组合来为一个放大器实现不同的有效反馈电阻。使用正常或平衡的 INA 方法时，如果输入信号 V_{CM} 不接近中点电压，则当输入接近其中一个电源电压时，放大器会耗尽余量和电源轨输出。通过实现异步增益，可以更大限度地扩大电路的动态范围，但代价是带宽和相位不匹配（对于直流和低频应用来说微不足道）。虽然电路的传递函数、稳定性和误差分析相对复杂，但不平衡的 INA 仍然是这种情况下的有用工具。

8.2 典型应用

8.2.1 共模转换输入级

RES11A-Q1 可用于在仪表放大器 (INA) 的高阻抗输入端实现共模衰减器。这种配置可以扩展可用信号范围，只是要遵守每个电阻分压器的最大差分电压限制。

图 8-16 展示了高侧电流检测电路的一个示例，在该电路中，检测电阻两端产生了一个差分电压 V_{SHUNT} 和过高的共模电压 V_{CM} 。 V_{REF} 用于将输入共模电压 V_{MID1} 和 V_{MID2} 转换为 INA 指定输入共模范围内的电平。放大器输出 V_{OUT} 是 V_{SHUNT} 的缩放函数，名义上使得以下结果成立：

$$V_{OUT} = V_{SHUNT} \times \left(\frac{R_{IN}}{R_G + R_{IN} + R_{EQUIV}} \right) \quad (73)$$

V_{OUT} 可通过 INA 级进一步增加，从而最大限度利用下游 ADC 的有效分辨率。在实践中， R_{EQUIV} 可选；但是，如果 $R_{EQUIV} = R_{SHUNT}$ ，则该电阻将均衡 V_{CM} 与每个 INA 高阻抗输入之间的标称阻抗，从而提高 CMRR 性能。选择输入偏置电流 I_{B1} 和 $I_{B2} \ll I_{STATIC1}$ 和 $I_{STATIC2}$ 的 INA，如 [INA333](#) 或 [INA823](#)。选择具有足够高分压器串联电阻的 RES11A-Q1 器件，使得 $I_{STATIC1}$ 和 $I_{STATIC2} \ll I_{LOAD}$ 。

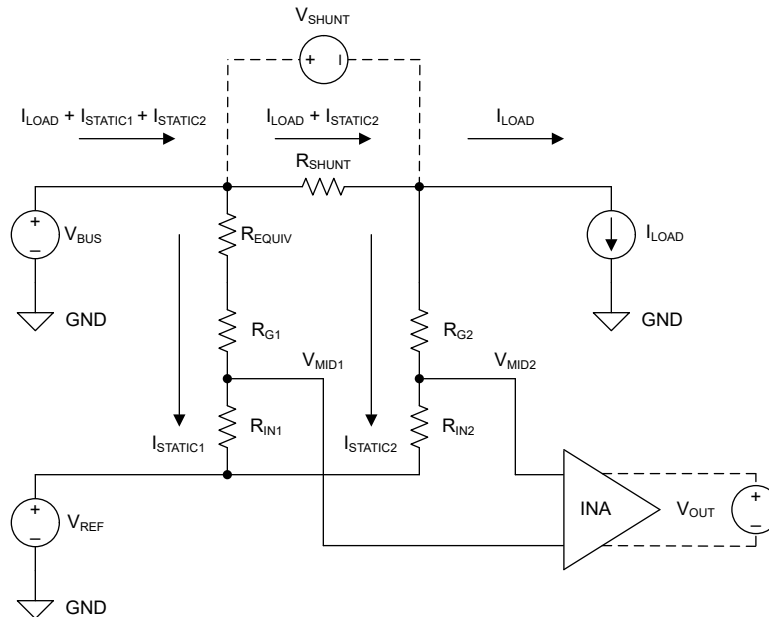


图 8-16. RES11A-Q1 共模转换电路

要获得所需的标称输入共模电压 $V_{MID1TARGET}$ ，请按如下所示设置 V_{REF} ：

$$V_{REF} = V_{MID1TARGET} \times \left(\frac{R_G + R_{IN} + R_{EQUIV}}{R_G + R_{EQUIV}} \right) - V_{CM} \times \left(\frac{R_G + R_{IN} + R_{EQUIV}}{R_G + R_{EQUIV}} - 1 \right) \quad (74)$$

8.2.1.1 设计要求

请考虑一种电平转换应用，在该应用中，必须通过 3.3V 放大器和 ADC，测量来自 18V 电源轨的高侧电流分流。

参数	设计目标
输入 V_{BUS}	18V
I_{LOAD}	300mA (最大值)
R_{SHUNT}	1Ω
ADC 满量程 (目标 V_{OUT})	3.3V
可能的 V_{REF} 电压	3.3V、0V

8.2.1.2 详细设计过程

设计参数与上述公式一起用来选择标称目标 G 。在考虑系统中的可用 V_{REF} 电压时， $V_{REF} = 0V$ 且 $G = 9$ 结果可得出 V_{MID1} 值为 1.8V，完全处于 3.3V 轨到轨放大器（如 OPA4392）的输入共模范围内。采用对应的 RES11A90-Q1 时，在 $I_{LOAD} = 300mA$ 下， $I_{STATIC1}$ 和 $I_{STATIC2}$ 的标称值为 1.80mA 和 1.77mA，从而得出 I_{LOAD} 的有效下限 1.77mA。为简单起见，INA 级 V_{OS} 和 I_B 的误差贡献忽略不计。

对于 INA 级，可以使用集成 TI 仪表放大器 (IA)。或者，可以另外使用 RES11A-Q1 器件以及一个或多个运算放大器来实现分立式方法。在本例中，IA 级由 OPA4392 的两个通道和另一个 RES11A90-Q1 (R_{IN3} 、 R_{G3} 、 R_{IN4} 和 R_{G4}) 构成。该级进而与一个差分放大器级进行级联，由第三个放大器通道和一个 RES11A00-Q1 (R_{IN5} 、 R_{G5} 、 R_{IN6} 和 R_{G6}) 构成。电平转换级增益 10^{-1} 乘以仪表放大器级增益 10，得出 V_{SHUNT} 的有效单位增益传递函数。因此，该级的差分输出电压约为 0.3V，放大器输出电压为 1.936V 和 1.634V。在最终差分放大器级增益 $G = 10$ 后，共模电压下降，产生的 V_{OUT} 的最大值标称值为 3.0V，与 ADS7046 等单端 3.3V ADC 兼容。如果需要，OPA4392 的第四个通道可用来缓冲该输出信号，并且充当专用 ADC 驱动器。

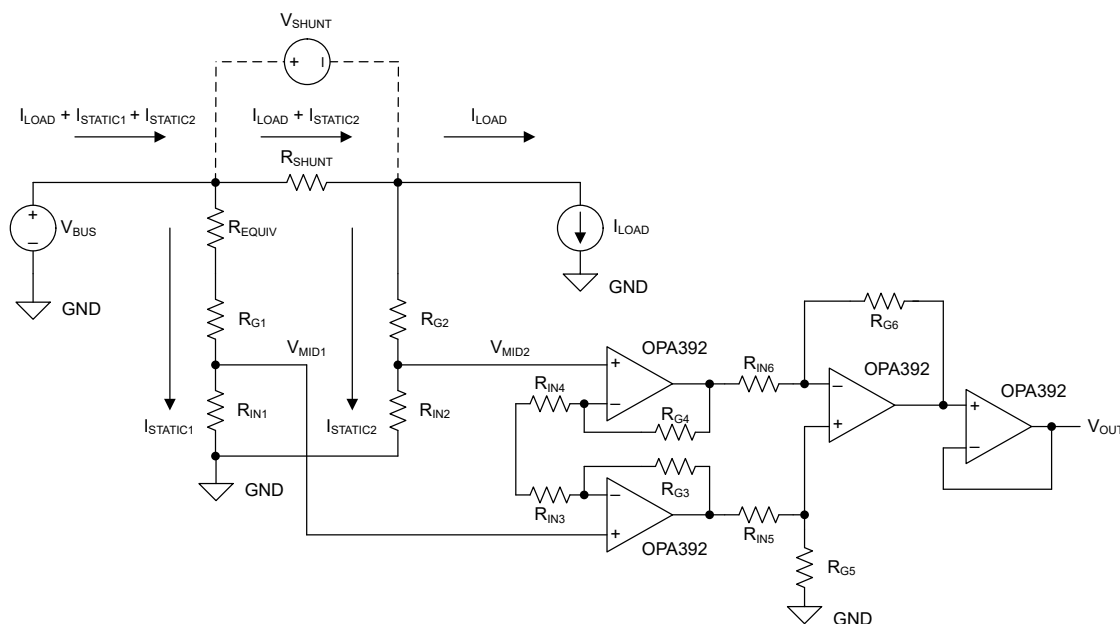


图 8-17. 高侧电流分流共模转换电路

8.2.1.3 应用曲线

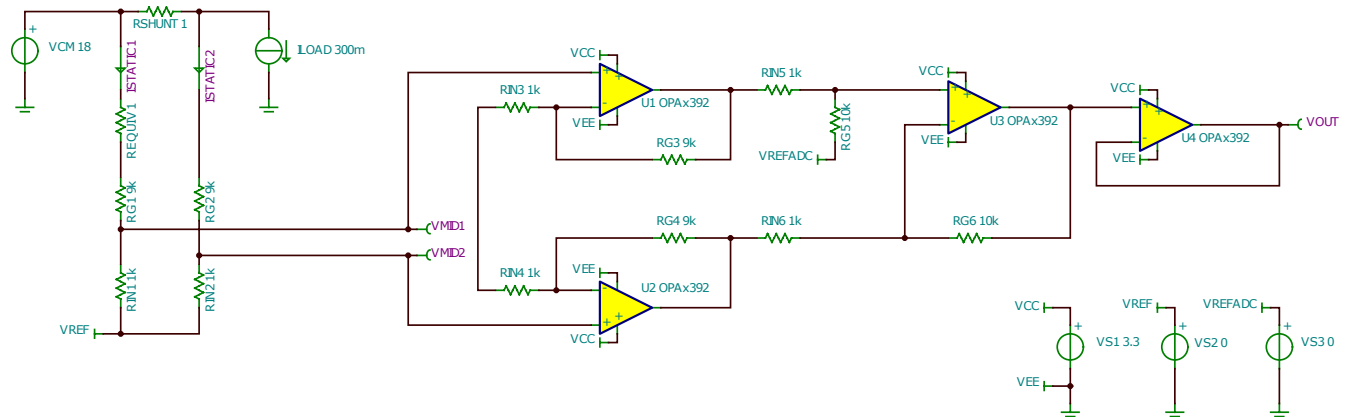


图 8-18. TINA-TI 中的电路模型

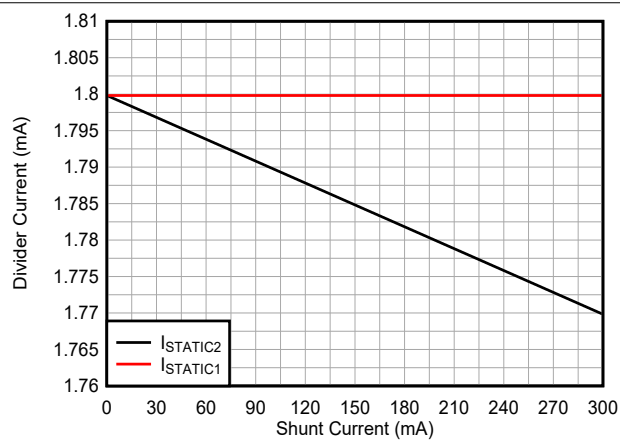


图 8-19. ISTATIC 的仿真结果

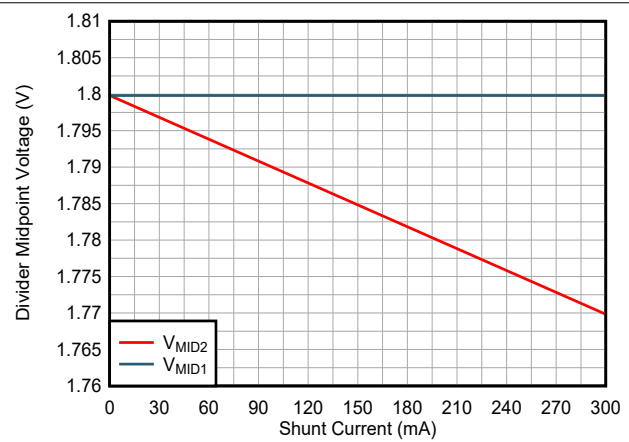


图 8-20. VMID 的仿真结果

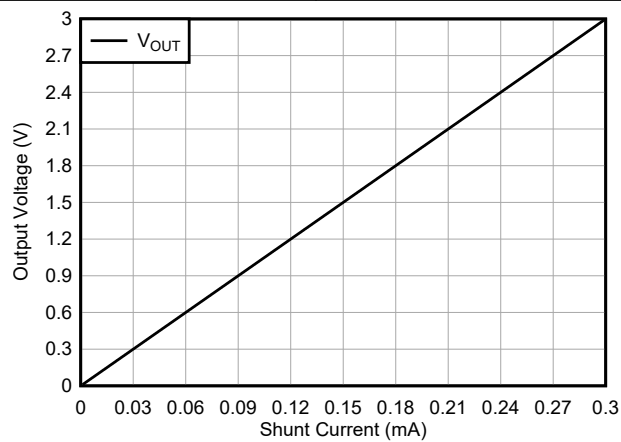


图 8-21. VOUT 的仿真结果

8.3 电源相关建议

给定 RES11A-Q1 器件的比率决定了器件电阻分压器的最大额定差分电压。请参阅 *绝对最大额定值* 和 *建议运行条件*，分别了解瞬态及持续分压器偏置条件下的器件特定值。节 7.4.1 更详细地讨论了每电阻限制。

如果器件电压预计会超过最大持续分压器电压额定值，请考虑额外的保护电路元件。避免使用串联的外部限流电阻，因为这些导致分压器不平衡，并抵消了 RES11A-Q1 的许多比率测量和过热优势。保护 RES11A-Q1 分压器免受过载情况影响的最简单方法是将反向偏置或双向齐纳二极管与分压器并联，从而钳制有效分压器电压，而不会通过压器消耗任何漏电流。选择击穿电压大约等于最大分压器电压的二极管。

8.4 布局

8.4.1 布局指南

为了实现器件的最佳运行性能，应使用良好的印刷电路板 (PCB) 布局规范，包括：

- 通过尽可能远离电源或输出引线来布设输入引线，从而减少寄生耦合。如果这些走线不能保持分离，则敏感走线与有噪声走线垂直相交比平行更好。
- 外部元件应尽量靠近器件放置。
- 尽可能缩短输入走线的长度。切记：输入走线是电路中最敏感的部分。对于差分电路，应尽可能匹配输入引线的长度。
- 保持高阻抗输入信号远离高噪声引线。
- 确保对系统电源电压进行充分滤波。
- 在组装 PCB 板之后对其进行清洁，以获得最佳性能。
- 任何精密集成电路都可能因湿气渗入塑料封装中而出现性能变化。在执行任何 PCB 水清洁流程之后，将 PCB 组件烘干，以去除清洁时渗入器件封装中的湿气。在大多数情形下，清洗后在 85°C 下低温烘烤 30 分钟即可。
- 仅将两个 GND/SUB 引脚中的一个连接至接地平面，防止通过器件基板形成电流返回路径。使另一个 GND/SUB 引脚悬空。

8.4.2 布局示例

在以下示例中，显示 RES11A-Q1 带有 VSSOP 放大器和 0402 尺寸去耦电容。

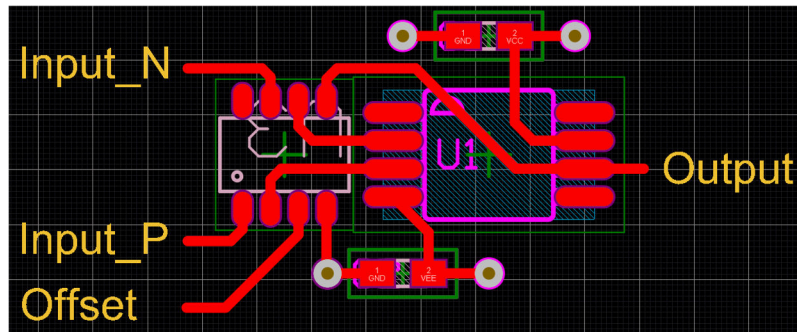


图 8-22. 单层差分放大器实现

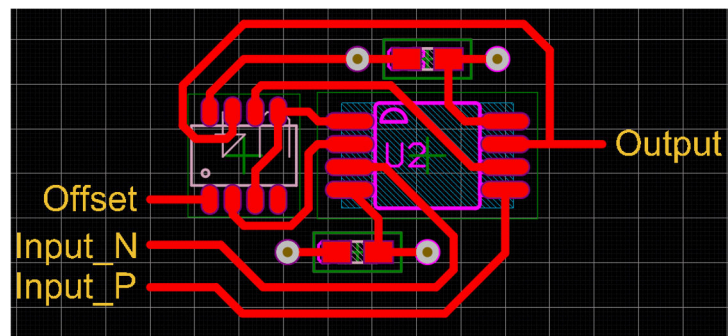


图 8-23. 单层仪表放大器实现

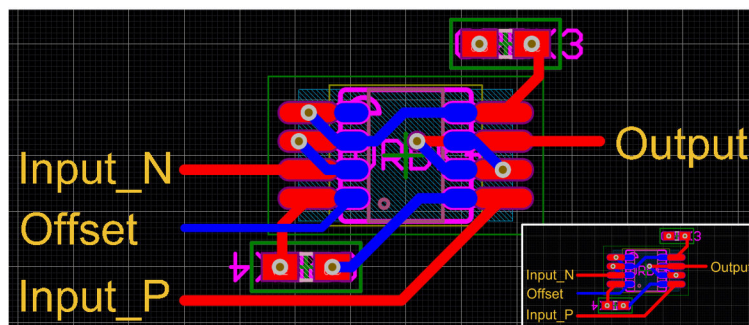


图 8-24. 前后仪表放大器实现

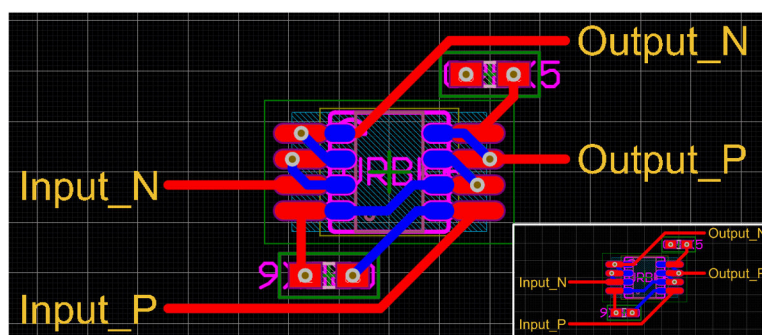


图 8-25. 前后差分输出仪表放大器实现

对于 图 8-26，使用了两个 RES11A-Q1 器件（底部）和一个双通道运算放大器（顶部）。

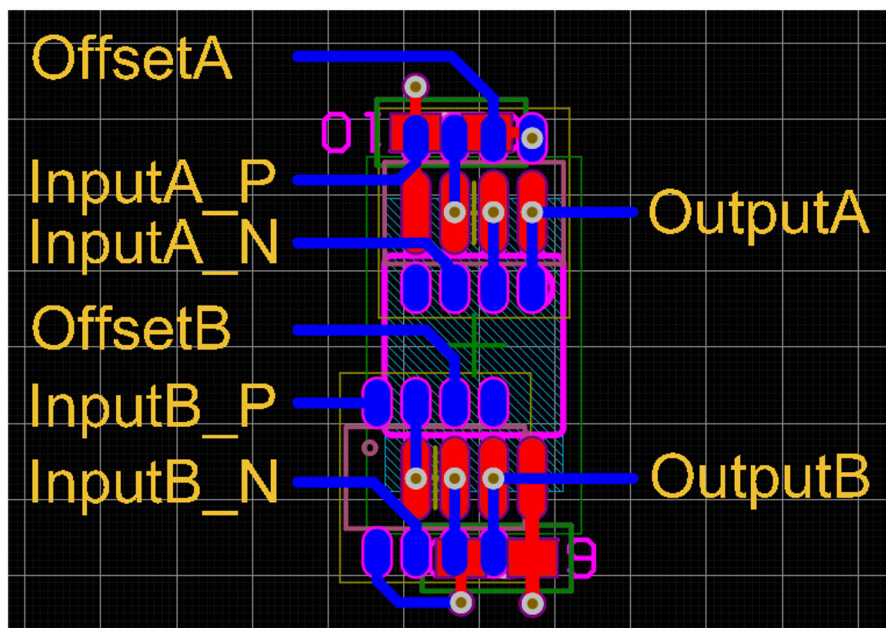


图 8-26. 前后双差分放大器实现

9 器件和文档支持

9.1 器件支持

9.1.1 开发支持

9.1.1.1 PSpice® for TI

PSpice® for TI 是可帮助评估模拟电路性能的设计和仿真环境。在进行布局和制造之前创建子系统设计和原型解决方案，可降低开发成本并缩短上市时间。

9.1.1.2 TINA-TI™ 仿真软件 (免费下载)

TINA-TI™ 仿真软件是一款简单易用、功能强大且基于 SPICE 引擎的电路仿真程序。TINA-TI 仿真软件是 TINA™ 软件的一款免费全功能版本，除了一系列无源和有源模型外，此版本软件还预先载入了一个宏模型库。TINA-TI 仿真软件提供所有传统的 SPICE 直流、瞬态和频域分析，以及其他设计功能。

TINA-TI 仿真软件提供全面的后处理能力，便于用户以多种方式获得结果，用户可从[设计和仿真工具网页](#)免费下载。虚拟仪器提供选择输入波形和探测电路节点、电压以及波形的能力，从而构建一个动态的快速启动工具。

备注

必须安装 TINA 软件或者 TINA-TI 软件后才能使用这些文件。请从 [TINA-TI™ 软件文件夹](#) 中下载免费的 TINA-TI 仿真软件。

9.1.1.3 TI 参考设计

TI 参考设计是由 TI 的精密模拟应用专家创建的模拟解决方案。TI 参考设计提供了许多实用电路的工作原理、组件选择、仿真、完整印刷电路板 (PCB) 电路原理图和布局布线、物料清单以及性能测量结果。TI 参考设计可在线获取，网址为 <https://www.ti.com/reference-designs>。

9.1.1.4 模拟滤波器设计器

[设计和仿真工具网页](#)以基于网络的工具形式提供[模拟滤波器设计器](#)，用户可以利用该设计器在短时间内完成多级有源滤波器解决方案的设计、优化和仿真。

9.2 文档支持

9.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- [RES21A-Q1](#) 具有 10k Ω 输入的汽车类匹配薄膜电阻分压器
- [RES31A-Q1](#) 具有 100k Ω 输入的汽车类匹配薄膜电阻分压器
- [RES60A-Q1](#) 汽车级、1400V_{DC} 精密电阻分压器
- 德州仪器 (TI), [使用精密匹配电阻分压器对优化差分放大器电路中的 CMRR 应用手册](#)
- 德州仪器 (TI), [THP210 超低失调电压、高电压、低噪声、精密、全差分放大器 数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [OPAx392 低失调电压、低噪声、低输入偏置电流、轨到轨 I/O、e-trim™ 精密运算放大器 数据表](#)

9.3 接收文档更新通知

要接收文档更新通知，请导航至 [ti.com](https://www.ti.com) 上的器件产品文件夹。点击 [通知](#) 进行注册，即可每周接收产品信息更改摘要。有关更改的详细信息，请查看任何已修订文档中包含的修订历史记录。

9.4 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的 [使用条款](#)。

9.5 商标

TINA-TI™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

TINA™ is a trademark of DesignSoft, Inc.

PSpice® is a registered trademark of Cadence Design Systems, Inc.

所有商标均为其各自所有者的财产。

9.6 静电放电警告



静电放电 (ESD) 会损坏这个集成电路。德州仪器 (TI) 建议通过适当的预防措施处理所有集成电路。如果不遵守正确的处理和安装程序，可能会损坏集成电路。

ESD 的损坏小至导致微小的性能降级，大至整个器件故障。精密的集成电路可能更容易受到损坏，这是因为非常细微的参数更改都可能会导致器件与其发布的规格不相符。

9.7 术语表

TI 术语表 本术语表列出并解释了常见的 TI 术语、首字母缩略词和定义。

分频器 匹配的 R_G 及 R_{IN} 电阻器的串联组合。以串联方式连接的两个电阻 R_{Gx} 及 R_{INx} 形成一个给定的分压器 x 。分压器 x 的中点在引脚 MID x 处测量。RES11A-Q1 有两个分压器通道，分压器 1 ($R_{G1} + R_{IN1}$) 和分压器 2 ($R_{G2} + R_{IN2}$)。

G_{nom} 给定分压器的标称增益或者比率。计算方法为 R_{Gnom} / R_{INnom} 。RES11A-Q1 的每个可订购产品都具有不同的相关分压器分压比，因此具有不同的 G_{nom} 。

G_x 考虑分压器增益误差时给定分压器 x 的实际测量增益或比率。计算为 R_{Gx} / R_{INx} 。

G_{VDnom} 给定分压器的标称或者理想分压器电路增益。根据电路配置，计算为 $R_{Gnom} / (R_{INnom} + R_{Gnom})$ 或 $R_{INnom} / (R_{INnom} + R_{Gnom})$ 。

G_{VDx} 考虑分压器增益误差时，分压器 x 实际测量的分压器电路增益。根据电路配置，计算为 $R_{Gx} / (R_{INx} + R_{Gx})$ 或 $R_{INx} / (R_{INx} + R_{Gx})$ 。

t_{Dx} 与给定分压器 x 相关的标准化增益误差。计算有效增益时， $G_x = G_{nom} \times (1 + t_{Dx})$ 。对于理想分频器， $t_{Dx} = 0$ 且 $G_x = G_{nom}$ 。

t_M	给定 RES11A-Q1 器件的两个分压器增益误差不匹配。计算公式为 $t_M = t_{D2} - t_{D1}$ 。相当于 $(G_2 - G_1) / G_{nom}$ 。用于简化的 CMRR 计算。
t_{VDx}	与给定分压器 x 相关的标准化分压器电路增益误差。计算有效分压器电路增益时， $G_{VDx} = G_{VDnom} \times (1 + t_{VDx})$ 。对于理想电路， $t_{VDx} = 0$ 且 $G_{VDx} = G_{VDnom}$ 。
V_{Dx}	施加在给定分压器 x 上的电压。
V_{Rx}	施加在给定电阻 R_x 上的电压。例如， V_{RIN1} 描述 R_{IN1} 两端的电压。

10 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision A (December 2023) to Revision B (October 2025)	Page
• 将器件状态更新为“量产数据”	1

11 机械、封装和可订购信息

下述页面包含机械、封装和订购信息。这些信息是指定器件可用的最新数据。数据如有变更，恕不另行通知，且不会对此文档进行修订。有关此数据表的浏览器版本，请查阅左侧的导航栏。

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package Pins	Package qty Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
RES11A00QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R100Q
RES11A10QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R110Q
RES11A15QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R115Q
RES11A16QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R116Q
RES11A20QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R120Q
RES11A25QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R125Q
RES11A30QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R130Q
RES11A40QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R140Q
RES11A50QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R150Q
RES11A90QDDFRQ1	Active	Production	SOT-23-THIN (DDF) 8	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	R190Q

⁽¹⁾ **Status:** For more details on status, see our [product life cycle](#).

⁽²⁾ **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.

⁽³⁾ **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the [TI RoHS Statement](#) for additional information and value definition.

⁽⁴⁾ **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

⁽⁵⁾ **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.

⁽⁶⁾ **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative

and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

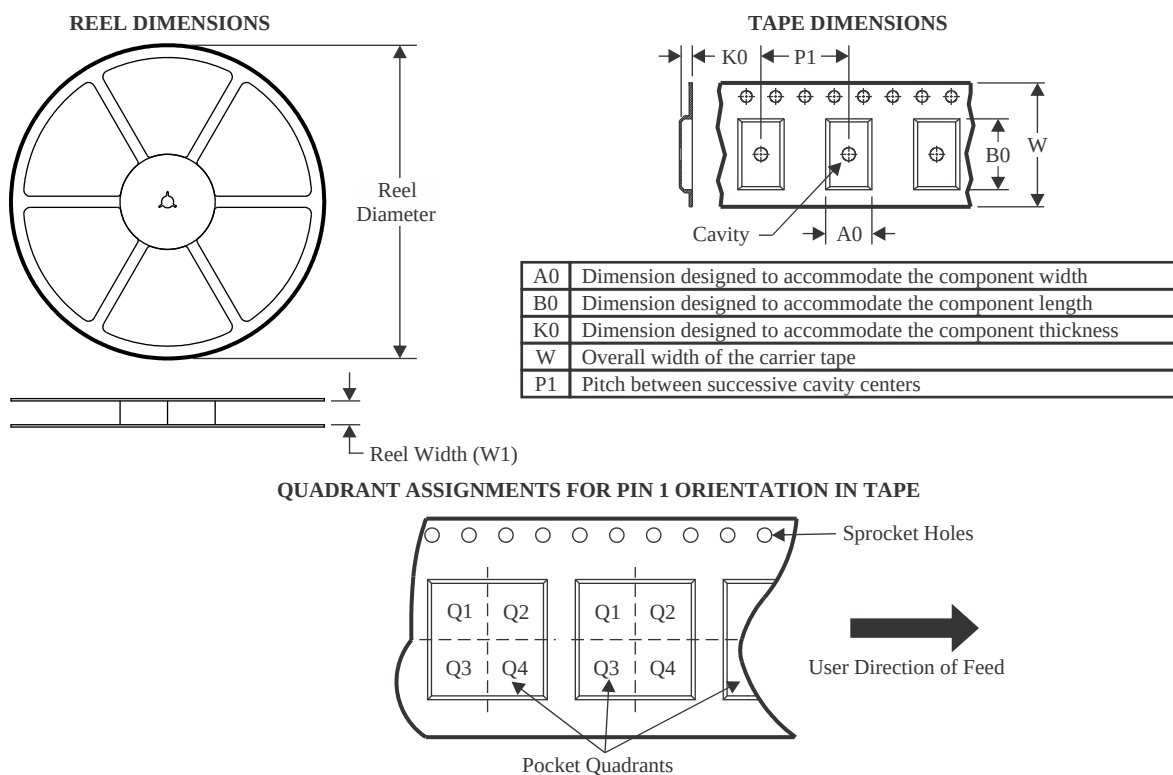
OTHER QUALIFIED VERSIONS OF RES11A-Q1 :

- Catalog : [RES11A](#)

NOTE: Qualified Version Definitions:

- Catalog - TI's standard catalog product

TAPE AND REEL INFORMATION

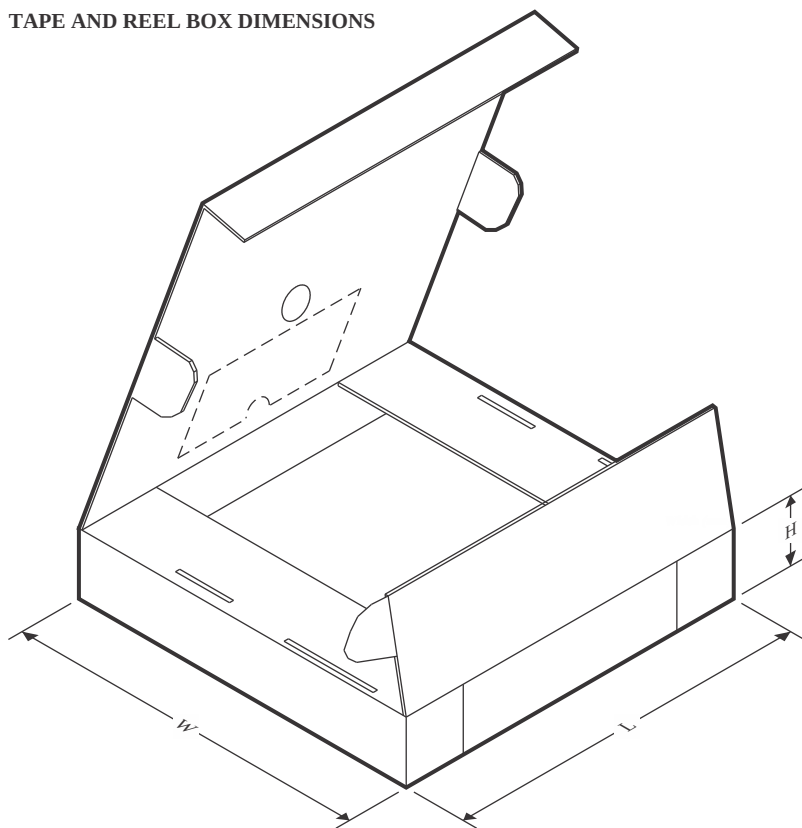


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
RES11A00QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A10QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A15QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A16QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A20QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A25QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A30QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A40QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
RES11A50QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3

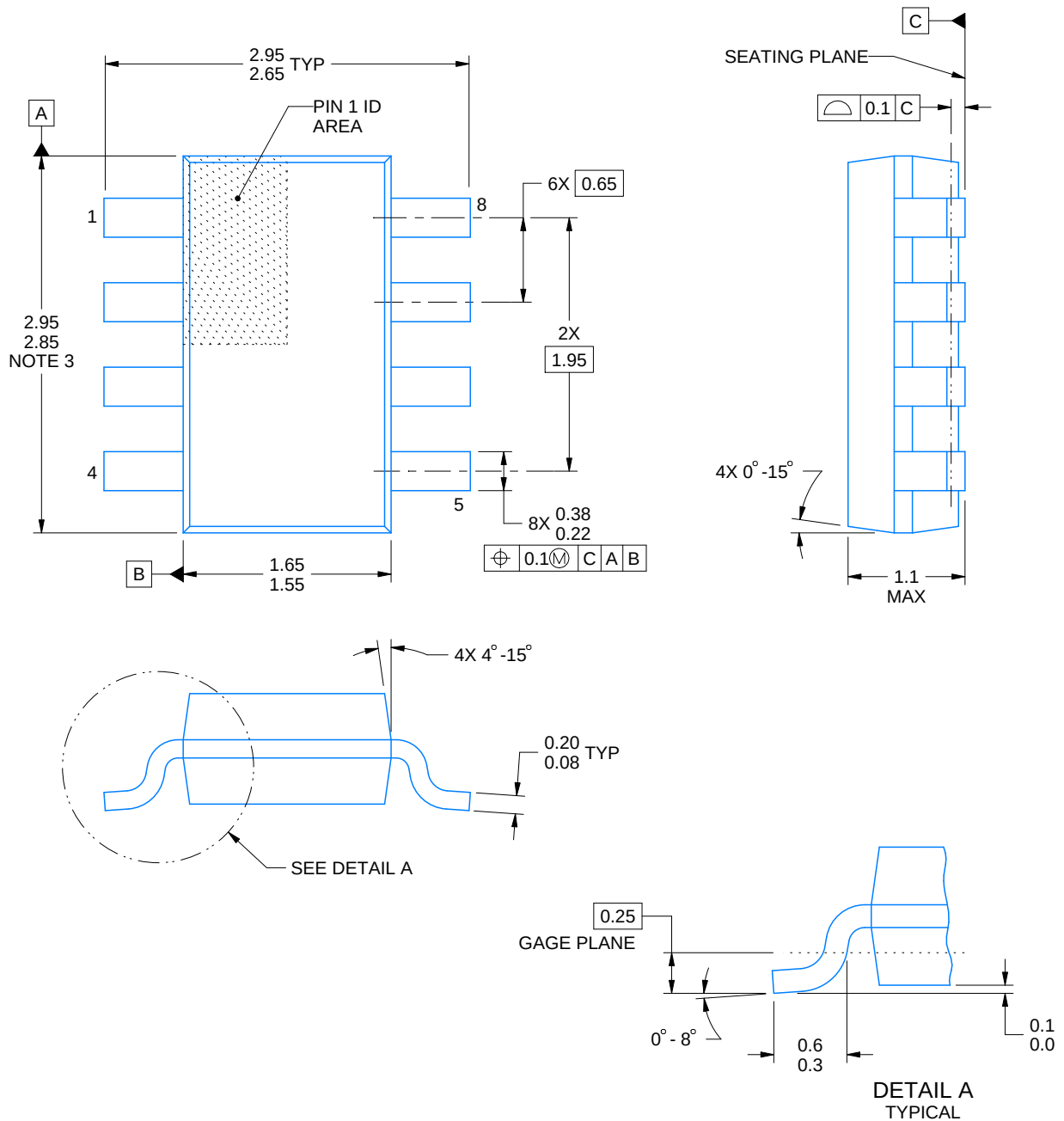
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
RES11A90QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	180.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
RES11A00QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A10QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A15QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A16QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A20QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A25QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A30QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A40QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A50QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0
RES11A90QDDFRQ1	SOT-23-THIN	DDF	8	3000	210.0	185.0	35.0



4222047/E 07/2024

NOTES:

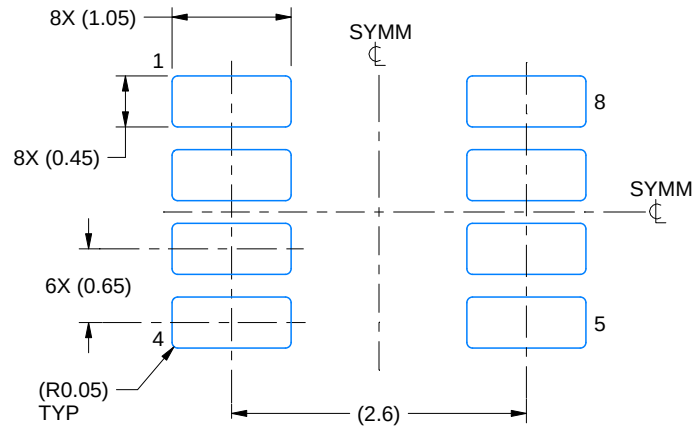
1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.15 mm per side.

EXAMPLE BOARD LAYOUT

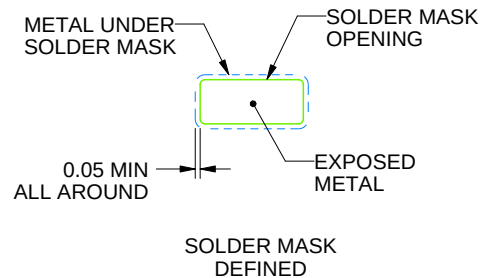
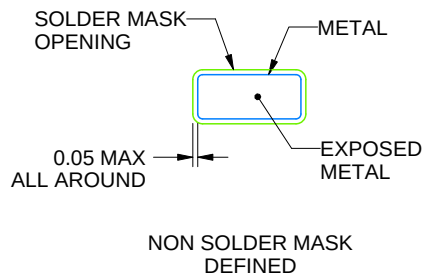
DDF0008A

SOT-23-THIN - 1.1 mm max height

PLASTIC SMALL OUTLINE



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:15X



SOLDER MASK DETAILS

4222047/E 07/2024

NOTES: (continued)

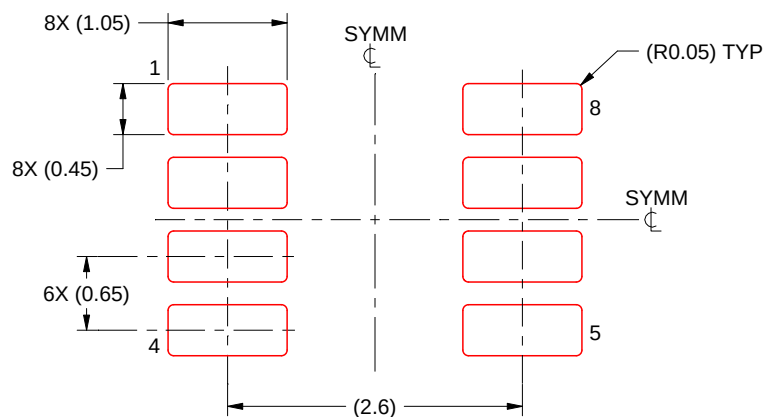
4. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
5. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

DDF0008A

SOT-23-THIN - 1.1 mm max height

PLASTIC SMALL OUTLINE



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 mm THICK STENCIL
SCALE:15X

4222047/E 07/2024

NOTES: (continued)

6. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
7. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月