

Application Note

使用精密匹配电阻分压器对优化差分放大器电路中的 CMRR



Zach Olson

摘要

差分信号依靠差分放大器电路的高共模抑制来降低噪声和减小其他误差。本应用手册探讨了差分放大器电路中的电阻器容差与共模抑制之间的关系。推导出的公式用于确定差分放大器电路的共模抑制比 (CMRR)，它是绝对电阻、电阻器容差或匹配比率容差的函数。RES11A-Q1 薄膜电阻分压器对的精密比例匹配可以提高差分放大器电路的有效 CMRR。

内容

1 差分信号简介.....	2
2 差分放大器电路中的共模抑制比.....	3
3 使用精密匹配电阻分压器对 RES11A-Q1 提高 CMRR.....	6
4 推导差分放大器的差分 and 共模增益.....	8
5 推导分立式电阻器容差的 CMRR.....	11
6 推导匹配比率容差的 CMRR.....	13
7 总结.....	15
8 参考资料.....	16

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 差分信号简介

差分电压信号定义为两条信号承载引线之间的电压差。通常这些信号是平衡的，这意味着两个信号电压大小相等但极性相反，如图 1-1 所示。差分电压 (V_{Diff}) 可以通过从负信号电压中减去正信号电压来求解，如方程式 1 所示。

$$V_{Diff} = V_{Sig+} - V_{Sig-} \quad (1)$$

这种减法函数是差分信号的主要优点之一，因为减法函数可以从信号链中消除不需要的共模电压。共模电压 (V_{CM}) 是两个信号引线上都存在的电压，大小相等，极性相同。在差分电路中， V_{CM} 定义为两个信号电压的平均值，如方程式 2 所示。

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

这些不需要的共模电压可以是噪声的形式，或者是来自前一信号级的直流偏置。与极性相反的信号电压不同，这些共模电压可通过方程式 1 中定义的减法函数来抑制。下图说明了交流和直流共模电压的这一原理。

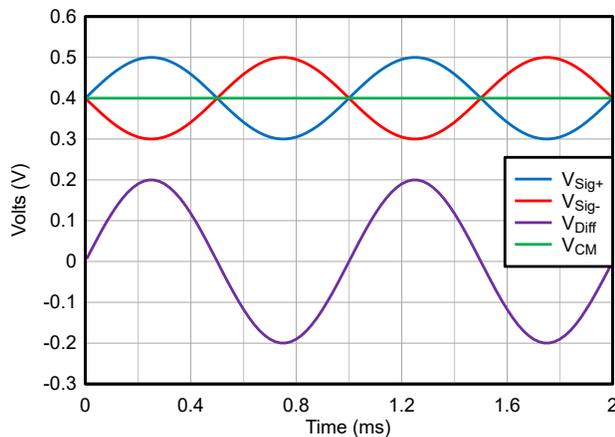


图 1-1. 具有直流共模电压的交流差分信号

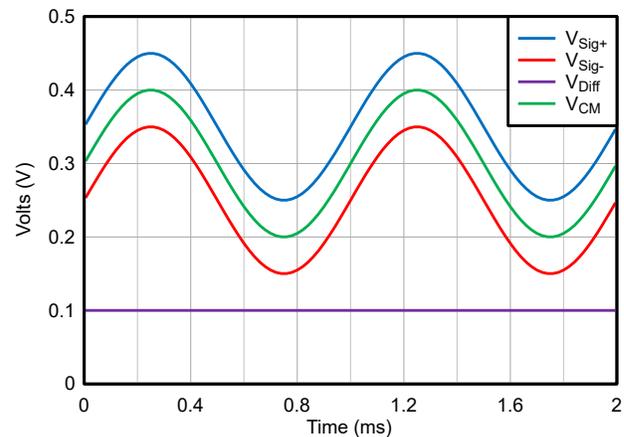


图 1-2. 具有交流共模电压的直流差分信号

在实际电路中，共模电压不能完全从差分信号中消除，但它可以显著衰减。共模衰减的幅度由电路中的各种非理想因素决定，如下各节所述。

2 差分放大器电路中的共模抑制比

差分放大器，通常简称为差放，旨在作为方程式 1 的实际实现将差分输入电压转换为单端输出电压。图 2-1 展示了一个由四个标准电阻器和一个运算放大器组成的典型差分放大器电路。

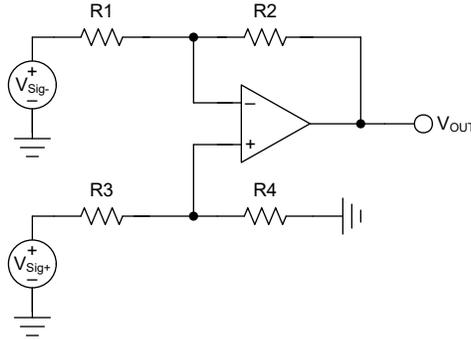


图 2-1. 差分放大器电路

差放电路具有放大或衰减差分信号电压的差分增益 (A_D) 和放大或衰减共模电压的共模增益 (A_{CM})。共模抑制比 (CMRR) 定义为放大器级的差分增益与共模增益之比。

$$CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}} \quad (3)$$

其中，

- A_D 是放大器级的差分增益，单位为 V/V
- A_{CM} 是放大器级的共模增益，单位为 V/V

通常，CMRR 以分贝 (dB) 表示，如方程式 4 定义。

$$CMRR_{dB} = 20 \cdot \text{Log}_{10}\left(\frac{A_D}{A_{CM}}\right) \quad (4)$$

差放具有高 CMRR，用于抑制来自信号链的噪声和其他误差。增益级的有效 CMRR 取决于构成差分放大器电路的分立式组件的非理想因素。运算放大器和电阻器网络都具有 CMRR 指标，这些指标会影响差放级的整体 CMRR，下面对此进行了详细介绍。

运算放大器具有 CMRR 规格，可在放大器数据表中找到。例如，OPA387 是一款超高精度、零漂移放大器，具有非常高的 CMRR。数据表中的电气特性表指定了在 5.5V 电源下运行时的 CMRR 典型值为 150dB。

表 2-1. OPA387 电气特性：共模抑制比

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位	
CMRR	共模抑制比	$(V^-) - 0.1V < V_{CM} < (V^+)$, $V_S = 1.7V$		115	138	dB
		$(V^-) - 0.2V < V_{CM} < (V^+) + 0.1V$, $V_S = 5.5V$	OPA387、OPA2387	140	150	
			OPA4387	130		
		$(V^-) - 0.1V < V_{CM} < (V^+)$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	110	132		
		$(V^-) - 0.2V < V_{CM} < (V^+) + 0.1$, $V_S = 5.5V$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	130			

OPA387 数据表的典型特性部分中包含 图 2-2，其中显示运放在直流和低频下具有最大的 CMRR。当放大器的开环增益 (AOL) 随频率降低时，CMRR 以每十倍频程 20dB 的速率降低。之所以会出现这种 CMRR 随频率的降低，是因为放大器依赖高开环增益来抑制共模误差。

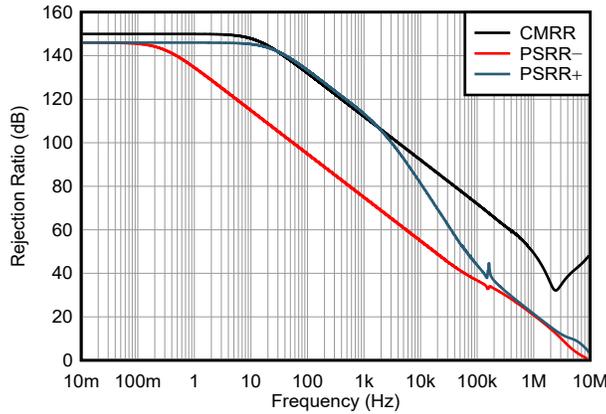


图 2-2. PSRR 和 CMRR 与频率间的关系，OPA387

图 2-1 中所示差放的电阻元件 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 也会影响差放级的总 CMRR。实际电阻器具有容差规格，通常以百分比的形式描述，指示绝对电阻与标称电阻之间的最大偏差。例如，对于一个标称电阻为 $1k\Omega$ 、容差为 $\pm 0.5\%$ 的分立电阻，其绝对电阻可能介于 995Ω 和 1005Ω 之间。方程式 5 说明了该关系。

$$R_{absolute} = R_{nominal}(1 + t) \quad (5)$$

其中 t 是电阻器的绝对容差，单位为 Ω/Ω 。

行业标准是以百分比的形式指定电阻器容差，必须将其转换为 Ω/Ω 才能用于分析。百分比容差 $t\%$ 除以 100 可转换为绝对容差 t ，如方程式 6 所示。本文档中的分析考虑了所有以 Ω/Ω 为单位的容差指标，即使指定为百分比也是如此。

$$t = \frac{t\%}{100} \quad (6)$$

其中，

- t 是绝对容差，单位为 Ω/Ω
- $t\%$ 是绝对容差，单位为 %

当 OPA387 使用这些 0.5% 电阻器配置为差放 (如图 2-3 所示) 时，差放级产生的 CMRR ($CMRR_D$) 远低于 150dB 运放规格 ($CMRR_A$)，最坏情况下的 $CMRR_D$ 仅 40dB。

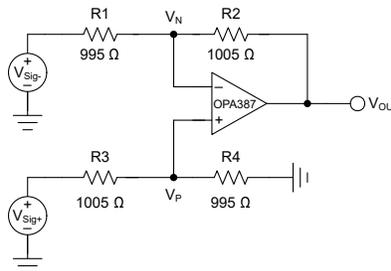


图 2-3. 采用 0.5% 容差、1kΩ 电阻器的差分放大器

CMRR_D 之所以会下降，是因为电阻器容差导致绝对电阻器阻值的偏差，从而产生电阻器比率 R₂/R₁ 和 R₄/R₃ 之间的不匹配。比例失配降低了分立式电阻器网络的有效 CMRR (CMRR_R)，分立式电阻器网络决定了差放级的共模性能。之所以发生这种情况，是因为两个电阻器比率之差导致一部分共模电压在运放输入端呈现为差分电压，该电压被电路的差分增益放大。

方程式 7 给出了使用四个容差为 t 的分立电阻器的差放的最坏情况 CMRR_R。节 5 介绍了方程式 7 的详细推导。

$$CMRR_R = \frac{G+1}{4t} \quad (7)$$

其中，

- G 是标称差分增益，单位为 V/V
- t 是电阻器的绝对容差，单位为 Ω/Ω

差放级的总 CMRR 是放大器 CMRR 和电阻器 CMRR 的并联之和，其定义如方程式 8 所示。

$$\frac{1}{CMRR_D} = \frac{1}{CMRR_A} + \frac{1}{CMRR_R} \quad (8)$$

其中，

- CMRR_D 是差放级的共模抑制比，单位为 V/V
- CMRR_A 是放大器的共模抑制比，单位为 V/V
- CMRR_R 是电阻器网络的共模抑制比，单位为 V/V

如图 2-4 所示，CMRR_D 性能由 CMRR_R 决定。当放大器的 AOL 随频率降低时，CMRR_A 开始对整体 CMRR 产生影响。在高频下，共模性能由 CMRR_A 决定。

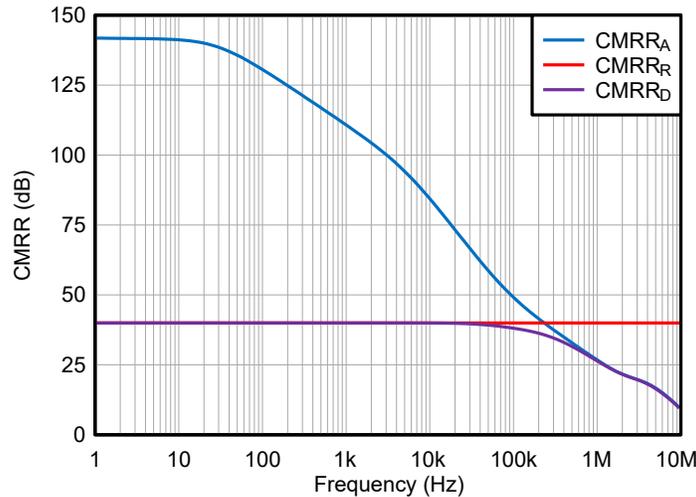


图 2-4. 电阻器和运放对采用 0.5% 容差电阻器的差分放大器 OPA387 的有效 CMRR 的影响

3 使用精密匹配电阻分压器对 RES11A-Q1 提高 CMRR

RES11A-Q1 是一款精密匹配薄膜电阻分压器对，经优化可实现高共模抑制和增益精度。该器件采用小型 SOT-23 封装，包含两个精密匹配电阻分压器 R_{G1}/R_{IN1} 和 R_{G2}/R_{IN2} 。差分放大器级的 CMRR 由两个电阻分压器之间的比率失配决定。RES11A-Q1 数据表指定了电阻分压器的匹配比率容差 t_m ，可用于通过方程式 9 直接确定最小和典型 CMRR。节 6 介绍了方程式 9 的详细推导。

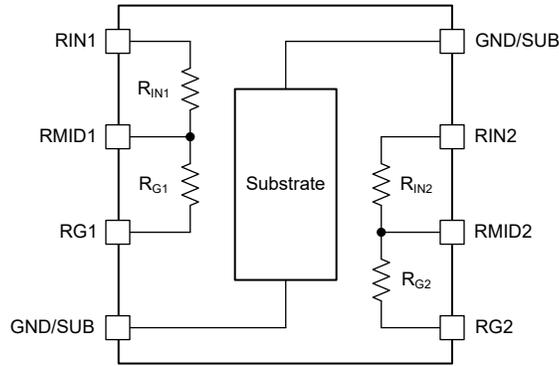


图 3-1. RES11A-Q1 精密匹配电阻分压器对

$$CMRR_R = \frac{G + 1}{t_m} \quad (9)$$

其中，

- G 是标称差分增益，单位为 V/V
- t_m 是电阻分压器 R_{G1}/R_{IN1} 和 R_{G2}/R_{IN2} 之间的匹配比率容差，单位为 Ω/Ω

图 3-2 显示了与标准分立式电阻器相比，使用 RES11A-Q1 精密匹配对的差分放大器的最小 CMRR。

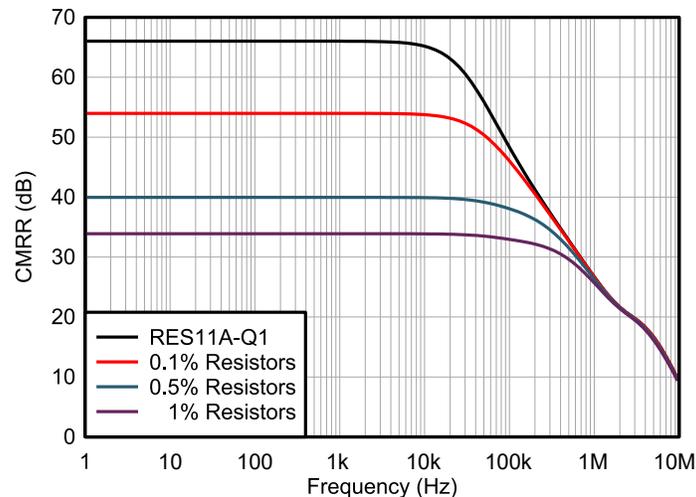


图 3-2. 采用 RES11A-Q1 的差分放大器与分立式电阻器的最小 CMRR
OPA387，增益 = 1V/V

通过增加差放级的差分增益可以进一步提高有效 CMRR。RES11A-Q1 提供介于 1 和 10 之间的各种比率，可实现各种固定增益配置。图 3-3 显示了配置了常见 RES11A-Q1 增益比的差分放大器的最小 CMRR。

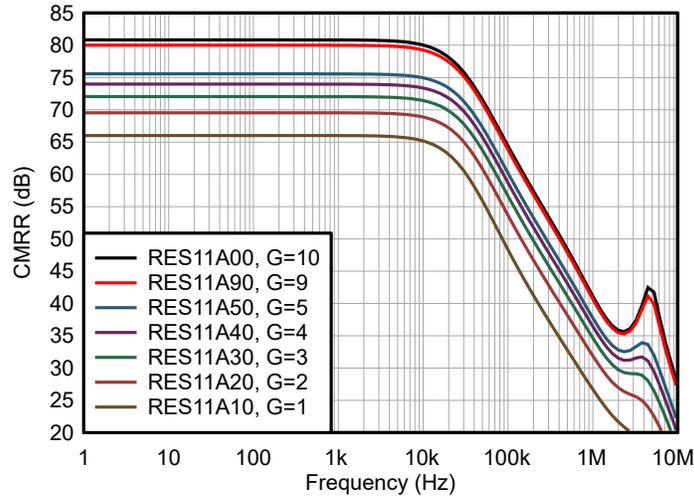


图 3-3. 具有各种 RES11A-Q1 增益选项的差分放大器的最小 CMRR，OPA387

表 3-1 显示了 RES11A-Q1 的各种增益比。只需将器件封装旋转 180° 即可反向配置这些比率，以实现衰减。方程式 9 中使用标称增益比或衰减比来确定在差分放大器电路中配置时 RES11A-Q1 的最小和典型 CMRR。

表 3-1. RES11A-Q1 增益比

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	1:10

4 推导差分放大器的差分 and 共模增益

本节详细介绍差分放大器电路的差分 and 共模增益的逐步推导。这些增益公式用于确定差分放大器的 **CMRR**，它是电阻器网络绝对电阻的函数。以下各节将使用得到的关系来推导分立式电阻器容差 t 和匹配比率容差 t_m 的简化 **CMRR** 公式。

图 4-1 展示了典型的差分放大器电路。假设有一个理想运放，可以应用基尔霍夫电流定律 (**KCL**) 和基尔霍夫电压定律 (**KVL**) 来确定传递函数。理想运放假设反相输入电压 (V_N) 等于同相输入电压 (V_P)，并且流过输入端的电流为零。

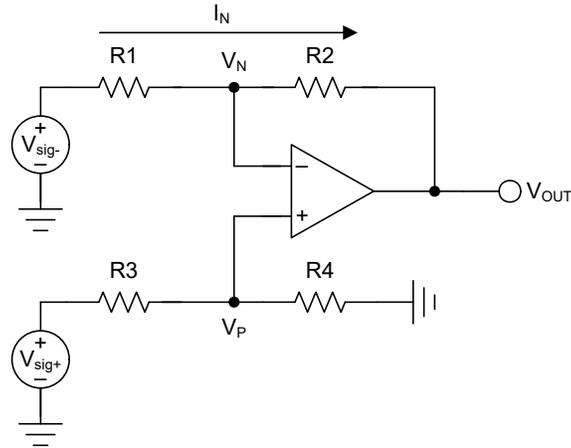


图 4-1. 采用理想运放的差分放大器电路

通过使用 **KVL**、**KCL** 和理想运放假设对图 4-1 进行分析，可得出以下公式。

$$V_N = V_P \quad (10)$$

$$V_P = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) V_{Sig+} \quad (11)$$

$$V_{OUT} = V_N - I_N R_2 \quad (12)$$

$$I_N = \frac{V_{Sig-} - V_N}{R_1} \quad (13)$$

合并前面的公式可得到方程式 14。

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{Sig+} - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_{Sig-} \quad (14)$$

对方程式 14 进行简单的代数重写可得到更直观的形式，即方程式 15。请注意，在该形式中，方程式 15 表示为电阻分压器的组合。

$$V_{OUT} = \frac{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) V_{Sig+} - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{Sig-}}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)} \quad (15)$$

分析到此处，考虑输入信号的差分 and 共模电压分量是有用的。在图 4-2 中，差分放大器电路被重新绘制，以将输入电压显示为差分 and 共模电压源的组合。这表明 V_{Sig+} 和 V_{Sig-} 均由输入差分电压的一半组成，极性相反，以输入共模电压为基准，如方程式 16 和方程式 17 所示。

$$V_{Sig+} = V_{CM} + \frac{V_{Diff}}{2} \tag{16}$$

$$V_{Sig-} = V_{CM} - \frac{V_{Diff}}{2} \tag{17}$$

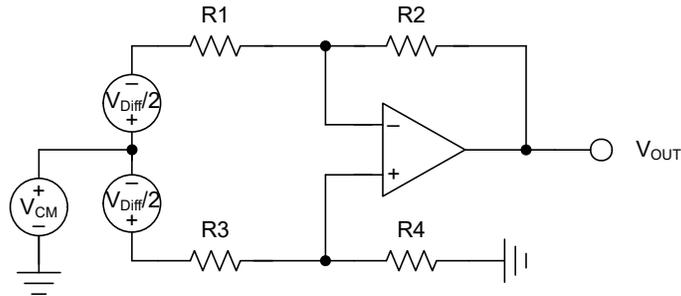


图 4-2. 具有差分 and 共模输入信号的差分放大器

考虑输入信号的差分 and 共模分量，重写方程式 15 可得出方程式 18。

$$V_{OUT} = \frac{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)\left(V_{CM} + \frac{V_{Diff}}{2}\right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)\left(V_{CM} - \frac{V_{Diff}}{2}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \tag{18}$$

利用叠加，可以独立考虑差分 and 共模电压分量，如图 4-3 和图 4-4 所示。对方程式 18 应用叠加可得出方程式 19 定义的差模传递函数和方程式 20 定义的共模传递函数。

$$A_D = \frac{V_{OUT}}{V_{Diff}} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \quad (19)$$

$$A_{CM} = \frac{V_{OUT}}{V_{CM}} = \frac{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \quad (20)$$

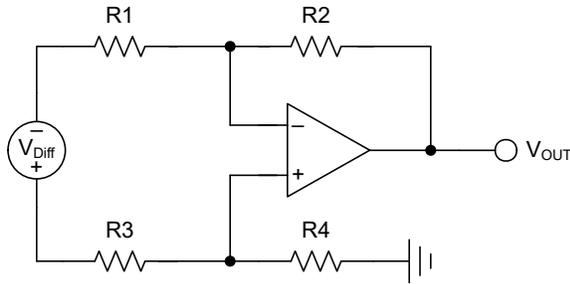


图 4-3. 叠加：差分模式

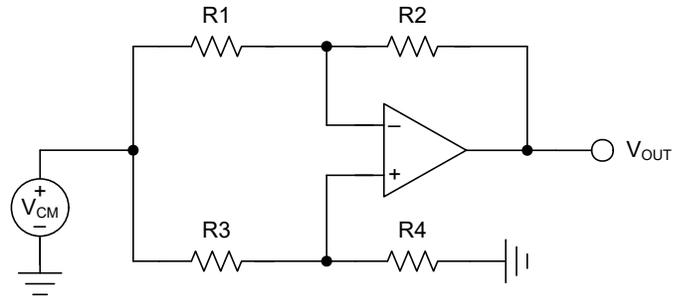


图 4-4. 叠加：共模

将差分 and 共模增益公式与方程式 3 中 CMRR 的定义相结合，可得出方程式 21。

$$CMRR = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)}{\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)} \quad (21)$$

从这种形式可以清楚地看出，电阻器网络的 CMRR 由两个电阻分压器 R_2/R_1 和 R_4/R_3 之间的差异决定。CMRR 公式也可以用下面的形式表示，用于节 5 和节 6 的分析。

$$CMRR = \frac{1}{2} \frac{2R_2R_4 + R_1R_4 + R_2R_3}{R_1R_4 - R_2R_3} \quad (22)$$

5 推导分立式电阻器容差的 CMRR

差分放大器电路中的一个常见假设是 R_4 与 R_3 之比等于 R_2 与 R_1 之比，如 [方程式 23](#) 所述。

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_g}{R_{in}} \quad (23)$$

这种假设是有用的，因为它可以使差分增益公式简化为 [方程式 24](#) 的形式。这是差分放大器电路的简化增益公式。

$$A_D = \frac{R_g}{R_{in}} \quad (24)$$

通过将 [方程式 23](#) 与 [方程式 20](#) 相结合，可以看到如果电阻器比率完全匹配，则共模增益 (A_{CM}) 为 $0V/V$ ，因此电阻器网络的共模抑制比 ($CMRR_R$) 为无限大。

$$A_{CM} = \frac{\left(\frac{R_g}{R_{in} + R_g}\right) - \left(\frac{R_g}{R_{in} + R_g}\right)}{\left(\frac{R_{in}}{R_{in} + R_g}\right)} = 0 V/V \quad (25)$$

实际上，由于电阻器容差而导致的绝对电阻变化会使 R_4/R_3 和 R_2/R_1 绝对比率失配。比率失配在放大器的输入端子上呈现一种非对称电阻分压器效应。任何共模输入电压在两个电阻分压器之间衰减不均匀，表现为一个小差分电压，该电压被电路的差分增益放大，从而降低差分级的 $CMRR$ 性能。

考虑由四个具有容差 t 的分立式电阻器组成的差分放大器电路，当绝对电阻器值与标称电阻器值不同时，会发生最差的比率匹配，如 [图 5-1](#) 所示，其中

$$R_1 = R_{1N}(1 + t) \quad (26)$$

$$R_2 = R_{2N}(1 - t) \quad (27)$$

$$R_3 = R_{3N}(1 - t) \quad (28)$$

$$R_4 = R_{4N}(1 + t) \quad (29)$$

其中，

- R_{XN} 是电阻器 R_X 的标称电阻，单位为 Ω
- t 是电阻器的绝对容差，单位为 Ω/Ω

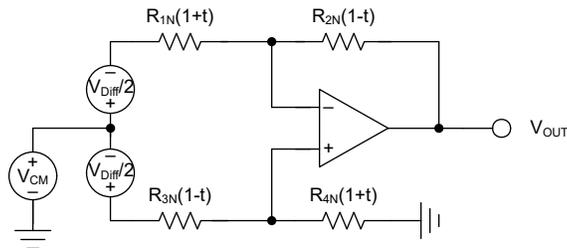


图 5-1. 差分放大器电路的最差电阻器匹配

标称电阻器比率决定差分放大器级的标称增益。

$$\frac{R_{4N}}{R_{3N}} = \frac{R_{2N}}{R_{1N}} = G \quad (30)$$

其中，

- R_{XN} 是电阻器 R_X 的标称电阻，单位为 Ω
- G 是放大器级的标称差分增益，单位为 V/V

可以通过将 [方程式 26](#) 至 [方程式 29](#) 与 [方程式 22](#) 相结合来确定最坏情况下电阻器容差对差分放大器整体共模抑制比的影响。

$$CMRR_R = \frac{1}{2} \frac{2R_{2N}R_{4N}(1-t)(1+t) + R_{1N}R_{4N}(1+t)^2 + R_{2N}R_{3N}(1-t)^2}{R_{1N}R_{4N}(1+t)^2 - R_{2N}R_{3N}(1-t)^2} \quad (31)$$

应用 [方程式 30](#) 中定义的关系，

$$CMRR_R = \frac{1}{2} \frac{2G^2R_{1N}R_{3N}(1-t^2) + GR_{1N}R_{3N}(1+t)^2 + GR_{1N}R_{3N}(1-t)^2}{GR_{1N}R_{3N}(1+t)^2 - GR_{1N}R_{3N}(1-t)^2} \quad (32)$$

可简化为

$$CMRR_R = \frac{G + 1 + t^2(1-G)}{4t} \quad (33)$$

标准电阻器容差非常小，通常为 1% 或更低，因此当 $t \ll 1$ 时，通常可以进一步简化公式。当 $t \ll 1$ 时，分立式电阻器容差对差分放大器整体 CMRR 的影响由 [方程式 34](#) 定义。

$$CMRR_R \approx \frac{G+1}{4t} \quad (34)$$

其中，

- G 是标称差分增益，单位为 V/V
- t 是电阻器的绝对容差，单位为 Ω/Ω

6 推导匹配比率容差的 CMRR

正如节 4 中得出的那样，差分放大器级的 CMRR 由两个电阻分压比之间的不匹配决定。四个电阻器阻值的绝对精度不会直接影响 CMRR 性能。RES11A-Q1 由两个精密薄膜电阻分压器组成： R_{G1}/R_{IN1} 和 R_{G2}/R_{IN2} 。每个电阻分压器的比率容差 t_D 在 RES11A-Q1 数据表中指定，由以下关系定义。

$$\frac{R_{G1}}{R_{IN1}} = G(1 + t_{D1}) \quad (35)$$

$$\frac{R_{G2}}{R_{IN2}} = G(1 + t_{D2}) \quad (36)$$

其中，

- G 是标称增益比，单位为 V/V
- t_{D1} 是分压器 1 的比率容差，单位为 Ω/Ω
- t_{D2} 是分压器 2 的比率容差，单位为 Ω/Ω

通过上面的公式还可知：

$$R_{G1} = G(1 + t_{D1})R_{IN1} \quad (37)$$

$$R_{G2} = G(1 + t_{D2})R_{IN2} \quad (38)$$

图 6-1 显示了差分放大器配置中的 RES11A-Q1。根据节 4 的分析可知，电阻器网络的共模抑制比由方程式 39 定义。

$$CMRR_R = \frac{1}{2} \frac{2R_{G1}R_{G2} + R_{IN1}R_{G2} + R_{G1}R_{IN2}}{R_{IN1}R_{G2} - R_{G1}R_{IN2}} \quad (39)$$

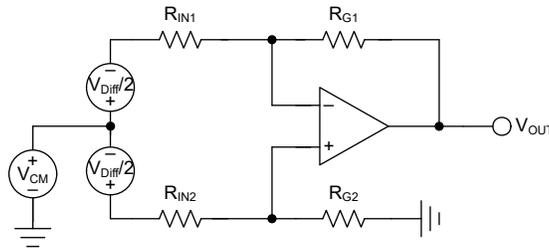


图 6-1. RES11A-Q1 差分放大器电路

可以通过将方程式 37 和方程式 38 中的关系代入方程式 39 来考虑比率容差的影响。

$$CMRR_R = \frac{1}{2} \frac{2G^2R_{IN1}R_{IN2}(1 + t_{D1})(1 + t_{D2}) + GR_{IN1}R_{IN2}(1 + t_{D2}) + GR_{IN1}R_{IN2}(1 + t_{D1})}{GR_{IN1}R_{IN2}(1 + t_{D2}) - GR_{IN1}R_{IN2}(1 + t_{D1})} \quad (40)$$

可简化为方程式 41。

$$CMRR_R = \frac{G + 1 + G(t_{D1} + t_{D2} + t_{D1}t_{D2}) + t_{D1} + t_{D2}}{t_{D2} - t_{D1}} \quad (41)$$

RES11A-Q1 容差 t_{D1} 和 t_{D2} 非常小，最大容差为 $\pm 0.05\%$ 。因此，与标准电阻器的[方程式 34](#)一致，当 $t_D \ll 1$ 时，可进一步简化公式，得到[方程式 42](#)。

$$CMRR_R \approx \frac{G+1}{t_{D2}-t_{D1}} \quad (42)$$

RES11A-Q1 数据表指定了匹配比率容差 t_m ，即两个电阻分压器的绝对比率容差之间的差异，[方程式 43](#) 进行了定义。匹配比率容差规格描述了两个电阻分压比之间的最大失配和典型失配。

$$t_m = t_{D2} - t_{D1} \quad (43)$$

因此，RES11A-Q1 的共模抑制比的简化公式由[方程式 44](#) 表示。该公式可与数据表规格结合使用，直接计算 RES11A-Q1 精密匹配电阻分压器对的最小和典型 $CMRR_R$ 。

$$CMRR_R = \frac{G+1}{t_m} \quad (44)$$

其中，

- G 是标称差分增益，单位为 V/V
- t_m 是电阻分压器 R_{G1}/R_{IN1} 和 R_{G2}/R_{IN2} 之间的匹配比率容差，单位为 Ω/Ω

7 总结

差分放大器的共模抑制比 (CMRR) 由电阻器网络的匹配比率容差决定。四个分立式电阻器的匹配比率容差最高可达每个电阻器绝对容差幅度的四倍。RES11A-Q1 数据表指定了匹配比率容差 t_m ，可用于直接计算在差分放大器电路中配置时的最小和典型 CMRR。推导出的公式可确定差分放大器的 CMRR，它是绝对电阻、分立式电阻器容差和匹配比率容差的函数。RES11A-Q1 具有精密比例匹配功能，可提高差分放大器电路的有效 CMRR。

8 参考资料

1. 德州仪器 (TI) , [RES11A-Q1 具有 1k \$\Omega\$ 输入的汽车类匹配薄膜电阻分压器](#) 数据表。
2. 德州仪器 (TI) , [OPAx387 超高精度、零漂移、低输入偏置电流运算放大器](#) 数据表。
3. [IEEE , Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers](#)。
4. [IEEE , Differential Signals, Rules to Live By](#)。
5. All About Circuits , [The Why and How of Differential Signaling](#) 技术文章。

重要声明和免责声明

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、某特定用途方面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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

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 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/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。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司