

## 用于电流检测放大器的差分电压保护电路

作者: Emmanuel Adrados和Paul Blanchard

### 简介

大部分电流检测放大器可处理高共模电压(CMV),但不能处理高差分输入电压。在某些应用中,存在故障条件:分流器的差分输入电压超过放大器的额定最大电压。这些条件可能损坏放大器。本应用笔记介绍两款可用于电流检测放大器的基本过压保护电路,同时讨论了电路对两类电流检测架构的器件性能影响——一类是电流检测放大器(以AD8210为例),另一类是差动放大器(以AD8418为例)。

### 过压保护电路

图1显示电流检测放大器的过压保护基本连接。当差分输入电压超过指定放大器的最大额定值时,放大器就可能将电流拉入内部保护二极管。若输入引脚之间存在大差分电压信号,则额外的串联电阻R1和R2可防止大电流入入内部保护二极管。

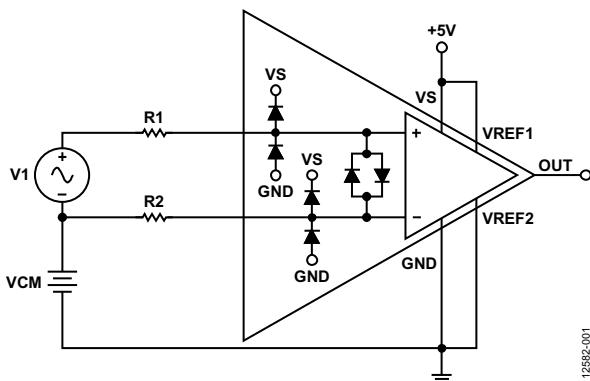


图1. 基本过压保护电路

各器件保护电路的最大额定电压与最大输入电流容差各不相同。一般来说,将流过内部差分保护二极管的电流限制为3 mA。将该值代入等式1,计算R1和R2的数值。

$$\frac{V_{IN\_MAX} - V_{RATED\_MAX}}{R} = 3 \text{ mA} \quad (1)$$

其中:

$V_{IN\_MAX}$  是预计最大差分电压。

$V_{RATED\_MAX}$  是最大额定电压(0.7 V)。

R是总串联电阻( $R1 + R2$ )。

例如,假设预计最大瞬态输入电压为10 V,则等式为:

$$\frac{10 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{R} = 3 \text{ mA} \quad (2)$$

如果 $R = 3.1 \text{ k}\Omega$ ,则根据等式1, $R1$ 和 $R2 = 1.55 \text{ k}\Omega$ 。

$R1$ 和 $R2$ 的这些数值非常大,这与特定放大器的输入阻抗有关,且会对总系统性能贡献较大误差。保持 $R1$ 和 $R2$ 值尽可能低,以便最大程度降低误差贡献。降低 $R1$ 和 $R2$ 的一种方法是增加输入引脚电流能力更高的外部保护二极管,如图2所示。

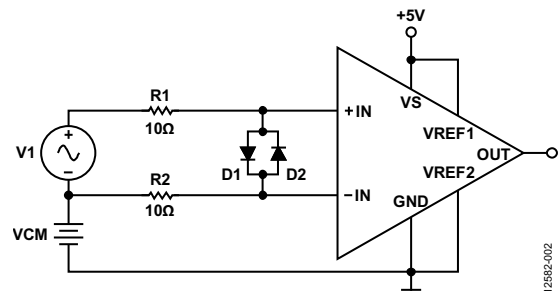


图2. 带外部输入差分保护二极管的过压保护电路

例如,使用Digi-Key B0520LW-7-F肖特基二极管时(该二极管可处理高达500 mA正向电流),R值降低至 $20 \Omega$ 。

# AN-1318

除了提供过压保护，通过加入电容，R1和R2还能用来形成电磁干扰(EMI)滤波器，如图3所示。该配置帮助电路抑制一切来自外部信号源的高频干扰，比如移动通信、电动汽车和电力电源线路。

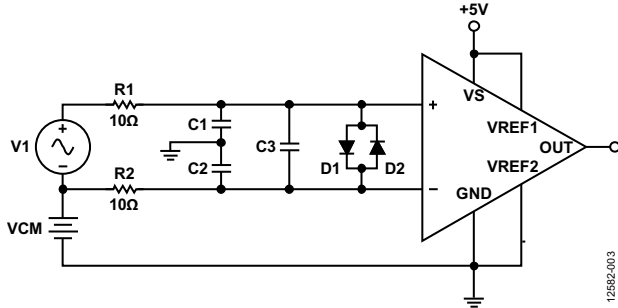


图3. 带EMI滤波器的过压保护电路

这类EMI滤波器电路需考虑两种类型的带宽——差分带宽和共模带宽。这些带宽分别由等式3和等式4确定。

$$\text{差分滤波器带宽}(-3 \text{ dB}) = \frac{1}{2\pi \times (R1 + R2) \times \left( \frac{C1 \times C2}{C1 + C2} + C3 \right)} \quad (3)$$

$$\text{共模滤波器带宽}(-3 \text{ dB}) = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1} \quad (4)$$

## 系统性能权衡考虑因素

在放大器输入端加入串联电阻可能会降低某些参数性能。某些放大器中，R1和R2与内部精密电阻串联。在其他放大器中，失调电流与电阻一同产生失调电压。最有可能受影响的参数是增益误差、共模抑制比(CMRR)和失调电压。

评估增益误差、CMRR和失调电压的测试设置如图4所示。该设置采用Agilent E3631A电源向器件提供5 V单电源，采用Yokogawa GS200精密直流源产生差分输入电压信号，采用HAMEG HMP4030设置CMV，采用Agilent 3458A精密万用表测量电流检测放大器的输出电压。

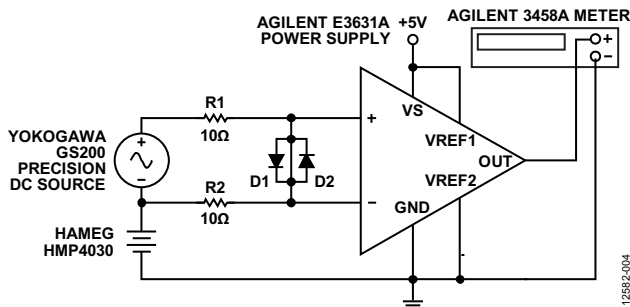


图4. 评估增益误差、CMRR和失调电压的测试设置

评估AD8210和AD8418以便测量额外串联电阻对器件增益误差、CMRR和失调电压参数的影响。

## 增益误差

放大器的增益误差通常在相应的数据手册中指定。表1显示AD8210计算得到的额外增益误差以及实际增益误差。

分别在带与不带保护电路的情况下测试AD8418。表2显示放大器计算得到的额外增益误差以及实际增益误差。

## 共模抑制比

由于电流检测放大器经常暴露在高CMV的环境中，因此CMRR是最重要的规格参数之一。CMRR评估器件抑制高CMV和获得最优精度与性能的能力。即放大器的两个输入端施加相等电压时，所测得的输出电压变化。CMRR定义为差分增益与共模增益之比，通常以dB表示。

使用等式5和等式6计算两个放大器的CMRR值。

$$CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| = \left| \frac{20 \times \Delta V_{CM}}{\Delta V_{OUT}} \right| \quad (5)$$

$$CMRR = 20 \log \left( \left| \frac{20 \Delta V_{CM}}{\Delta V_{OUT}} \right| \right) \quad (6)$$

其中：

$A_{DM}$  是AD8210和AD8418的差分增益( $A_{DM} = 20$ )。

$A_{CM}$  是共模增益， $\Delta V_{OUT}/\Delta V_{CM}$ 。

电流检测放大器AD8210和AD8418的CMRR测量结果分别如表3和表4所示。

结果表明，额外外部串联电阻对CMRR性能的影响，对AD8418较明显，但对AD8210不明显。

表1. AD8210增益误差

R1 (Ω)	R2 (Ω)	额外增益误差(%)	实际增益(V/V)	实际增益误差(%)
0	0	0	19.9781	-0.1095
10.2	10.2	0.497	19.88059	-0.59705

表2. AD8418增益误差

R1 (Ω)	R2 (Ω)	额外增益误差(%)	实际增益(V/V)	实际增益误差(%)
0	0	0	19.99815	-0.00925
10.2	10.2	0.013	19.9955	-0.0225

表3. AD8210 CMRR性能(增益20)

R1 (Ω)	R2 (Ω)	CMV = 0 V和4 V (dB)	CMV = 4 V和6 V (dB)	CMV = 4 V和65 V (dB)	CMV = 6 V和65 V (dB)
0	0	-92.77	-104.96	-121.49	-123.35
10.2	10.2	-94.37	-107.99	-121.86	-123.10

表4. AD8418 CMRR性能(增益20)

R1 (Ω)	R2 (Ω)	CMV = 0 V和35 V (dB)	CMV = 35 V和70 V (dB)	CMV = 0 V和70 V (dB)
0	0	-127.72	-123.72	-138.39
10.2	10.2	-88.89	-104.35	-93.05

表5. 由输入失调电流和外部阻抗导致的AD8210额外失调电压

R1 (Ω)	R2 (Ω)	V <sub>OUT</sub> (mV)	额外失调电压(RTI) (μV)
0	0	5.598	17
10.2	10.2	5.938	17

表6. 由输入失调电流和外部阻抗导致的AD8418额外失调电压

R1 (Ω)	R2 (Ω)	V <sub>OUT</sub> (mV)	额外失调电压(RTI) (μV)
0	0	-0.91	1.3
10.2	10.2	26.09	1.3

## 失调电压

当偏置电流流过外部电阻时，它们产生一个与器件固有失调电压串联的电压。为了计算这一额外的失调电压，可以将输入失调电流( $I_{OS}$ ，两个输入偏置电流之差)乘以输入引脚上的外部阻抗，如等式7所示。

$$\text{失调电压} = I_{OS} \times R \quad (7)$$

其中：

$I_{OS}$ 是输入失调电流。

$R$ 是额外外部阻抗。

基于AD8210和AD8418电流检测放大器实际测量值的失调电压增加量分别如表5和表6所示。

结果表明，AD8418失调电压的增加大于AD8210失调电压的增加。这是因为AD8418的输入失调电流较大，约为

100 μA。输入引脚上的任何额外阻抗以及输入失调电流均以失调电压增量的形式体现。因此，建议AD8418采用较小数值的串联电阻，以便最大程度减少失调电压的影响。

## 结论

在输入引脚上部署额外的串联电阻是保护电流检测放大器免受过压影响的最简单的方法。本电路为用户提供了可接受输入电压的额外裕量，但需采用更多元器件。可以测量对增益误差、CMRR和失调电压等性能的影响，且这些影响很大程度上与总外部电阻的幅度和所用的电流检测放大器类型有关。

有关鲁棒放大器过压保护的更多信息，请参见模拟对话文章：[鲁棒的放大器提供集成过压保护](#)。