

利用PMBus数字电源系统管理器进行电流检测—第二部分

Michael Peters, 高级应用工程师

摘要

本文第二部分介绍如何测量高压或负供电轨上的电流, 以及如何为 I_{MON} 检测方法设置配置寄存器。本文阐述了测量电流的精度考虑因素, 并提供了使用LTpowerPlay®进行器件编程的相关说明。在**第一部分**, 我们介绍了电流检测的基本概念, 包括各种方法和电路拓扑。

超出器件限制

LTC297x器件对施加于 V_{SENSE} 和 I_{SENSE} 引脚的电压存在限制。电压最高不得超过6 V。接下来, 我们主要讨论LTC297x系列中的大部分产品, LTC2971除外, 其电压限值为 ± 60 V。对于电压大于6 V或者为负电压的供电轨, 必须设计一种间接检测电感或检测电阻两端电压的方法。

电阻分压器

如果电源电压高于 I_{SENSE} 引脚的最大额定电压, 人们可能会倾向于使用两个分压器。这样考虑似乎很合理, 直到您需要计算分频“信号”的误差。在检测元件的每一边安装一个分压器。获取每个分压器的“输出”, 然后传输至LTC297x检测引脚。如果上下电阻比相互匹配, 就可以实现准确分频HV信号的目标。电轨电压经过充分的分压, 使LTC297x输入电压保持在其限值内, 经过分压的输出电压则提供比例电压, 可由LTC297x进行测量。但是, 电阻容差要求使这种方法并不可行。此外, 对电压进行分压的次数越多, 误差就越大。例如, 如果只有其中一个电阻产生仅仅0.1%的误差, 会得出一个固定的偏置误差。增益误差所占的比例极小, 主要是偏置误差。

举例来说, 如果您需要测量12 V电源的输出电流。该电源可以提供2 A, 并且输出路径中配置了一个10 m Ω 分流电阻(R_{SNS})。在满负载下, 这个分流电阻会生成一个20 mV信号。因此, 可以选择3

次分流电路, 且顶部和底部分别选择2 k Ω 和1 k Ω 电阻。这使得 I_{SENSE} 引脚的共模电压为4 V。使用相对较低的值是为了保持较低的源阻抗, 正如LTC297x器件一样, 以减少由分压器的戴维南等效电阻引起的漏电流误差。

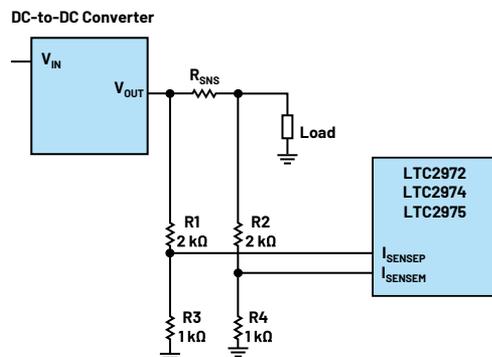


图1. 用于进行电流检测的电阻分压器会产生很大的误差。

假设在空载条件下, 并且所有电阻都是理想的。每个分压器中点为4.00 V, ΔV 为零。因此, LTC297x的 $READ_IOUT$ 值为0.000 A。但是, 如果其中一个2 k Ω 组件的电阻高达0.1%(2002 Ω), ΔV 则为2.665 mV。但是注意, 正如 I_{SENSE} 检测到的, 满量程值为20 mV/3或6.667 mV。2.665 mV读数转化为0.4 A输出电流。这是预期的满量程读数的40%! 如前所述, 引入的误差是偏置误差, 不是增益误差。但不管是哪种, 都是很大的误差。这种方法对电阻容差过于敏感, 所以我们必须寻找另一种解决方案。

高端检测放大器

因为LTC2972/LTC2974/LTC2975对 I_{SENSE} 引脚的电压限值为6 V, 所以使用高端电流检测放大器(CSA)进行电平转换来解决这个问题。LT6100/LTC6101常用于固定/用户可选的增益。与使用分压电阻相比, 其精度更高。

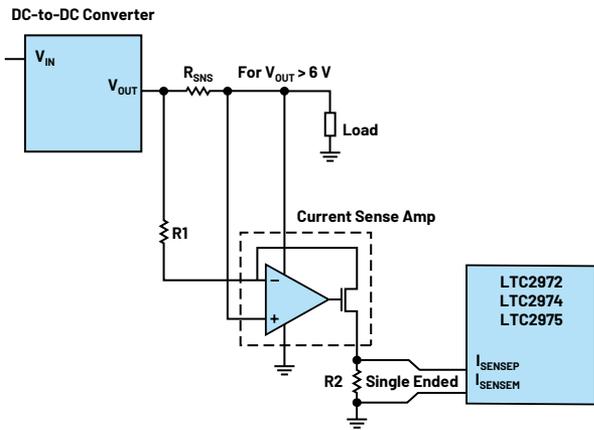


图2. 用作电平转换器的电流检测放大器。

相关方程和条件如下：

$$\text{CSA的 } V_{\text{OUT}} = I_{\text{LOAD}} \times R_{\text{SNS}} \times (R2 / R1)$$

$$\text{设置 } I_{\text{OUT_CAL_GAIN}} = R_{\text{SNS}} \times (R2 / R1)$$

$$\text{保持 } V_{\text{ISENSE}} < \pm 170 \text{ mV}$$

LTC2971用于在高压轨上进行电流检测

对于高压轨，使用LTC2971（2通道DPSM）直接检测电流和高达60 V的电压。LTC2971具有四种不同的订购选项。LTC2971-1支持在一个通道上进行60 V检测，在另一个通道上进行-60 V检测。LTC2971-2支持两个通道均为-60 V，LTC2971-3选项支持60 V和1.8 V。LTC2971的两个通道均支持60 V检测。如果直接连接到IOUT_SNS引脚，可避免使用外部CSA。使用该CSA会导致增加成本、占用更多板空间，并带来误差。LTC2971电流测量精度为READ_IOUT读数的0.6%。

表1. LTC2971订购选项

选项	CHO	CH1
LTC2971	0 V至60 V	0 V至60 V
LTC2971-1	0 V至60 V	0 V至-60 V
LTC2971-2	0 V至-60 V	0 V至-60 V
LTC2971-3	0 V至60 V	0 V至1.8 V

低端电流检测

在有些用例中，可以选择低端电流检测。将检测电阻放在负载低端，并将I_SENSE引脚连接到电阻。这样，I_SENSE引脚的共模电压可以接近GND。如果电源电压大于6 V，那么它可能也适合您的应用。这是一个很好的解决方案，可用于测量几乎所有电源轨上的电流，包括高压轨。选择R_SENSE值时需兼顾两个方面，要获取足够大的信号，以实现出色的精度，阻抗还要足够低，不会造成大幅IR压降，导致输出电压和负载一样下降，即负载调整不良。图3显示V_SENSE的反馈电阻和开尔文检测连接。开尔文检测是一个术语，用来描述与检测元件之间的连接，不包括压降。

在为检测电阻建立电流返回路径时，应非常小心。许多高密度板设计为具有多层接地浇筑层(ground pour)，使得返回的电流可以

流经多条路径。使用分流电阻之后，可以迫使返回的电流流经此元件，从而使得开尔文检测连接跨过该元件，重新连接至PSM器件的I_SENSE引脚。

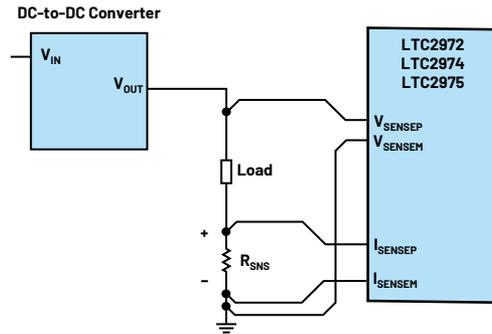


图3. 低端检测解决了高压电流检测问题，但存在弊端。

负电轨上的电流检测

可以使用几种不同的方法来监测负电源的输出电流。较简单的解决方案是使用低端CSA，例如LTC6105。图4显示跨过分流电阻连接的输入，CSA由PSM的VDD33和负电轨的低端供电。输出是单端信号，可以连接到PSM的I_SENSE或V_SENSE引脚。

如果CSA连接到I_SENSE引脚，则将IOUT_CAL_GAIN设置为R_SNS × GAIN_CSA。例如，如果分流电阻为10 mΩ，CSA增益为10，则将IOUT_CAL_GAIN设置为100。IOUT_CAL_GAIN单位为毫欧。

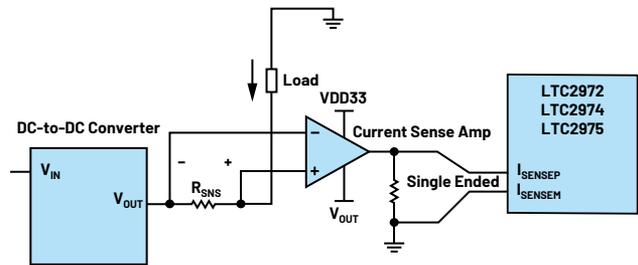


图4. 使用CSA (LTC6105)检测电流。

使用LTC2971-1或LTC2971-2监测负电源的输出电流是一种非常简单的解决方案。它们是都双通道器件，LTC2971-2的两个通道可以检测60 V电压轨上的电流。LTC2971-1只能检测通道1的负电轨上的电流。

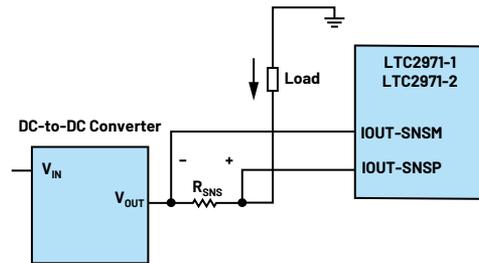


图5. 无需外部组件即可检测负电轨上的电流。

注意：LTC2971的READ_VOUT值采用L16格式，是无符号数值。在GUI中显示的负电轨电压值是反相的。

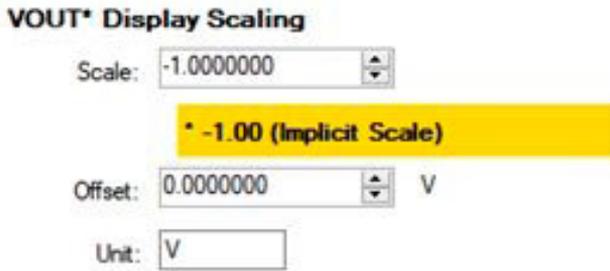


图6. LTC2971-1通道和LTC2971-2两个通道的LTpowerPlay设置选项卡。

I_{MON} 示例

电流驱动I_{MON}引脚允许用户选择电阻值，用于设置电流检测增益和最大电压。PSM器件测量I_{SENSEP}和I_{SENSEM}引脚之间的电压差，检测增益需要使用MFR_IOUT_CAL_GAIN来设置，这与分流检测类似。

我们以LT3081 LDO稳压器的I_{MON}引脚为例来说明。LT3081 I_{MON}电流=负载电流/5000。假设使用一个2 kΩ电阻。负载电流放大器的I_{MON}引脚电压为：

$$V_{IMON} = (I_{LOAD} / 5000) \times 2000 \Omega = 0.4 \text{ V/A}$$

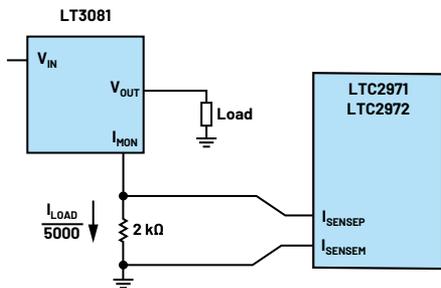


图7. 使用LT3081 I_{MON}引脚。

如果负载电流为2 A，则I_{MON}电压为0.8 V。根据此公式，可以看出只需增大I_{MON}电阻值，即可提高I_{MON}电压对负载电流的灵敏度。如果这样做的话，最大电压（满负载）可能远>1V。PSM器件的I_{SENSE}引脚需要适应这种大幅偏移。对于LTC2974/LTC2975，这会影响到差分电压（限制为±170 mV）。幸运的是，LTC2971和LTC2972有一个配置位，当imon_sense置位时，让电流检测电路进入一种模式，该模式允许检测单端电压高达6 V。

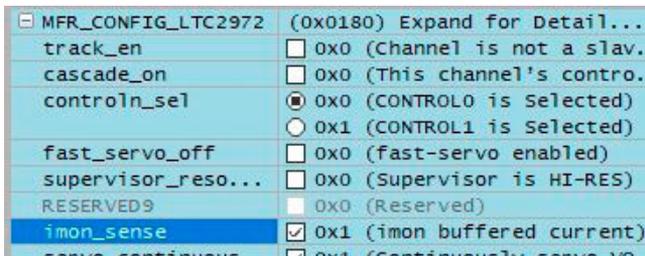


图8. MFR_CONFIG imon_sense位。

必须根据我们选择的硬件来设置配置命令。在本示例中，IOUT_CAL_GAIN应设置为400 (0.4 V/A)。单位为毫欧。如果没有可能会影响READ_IOUT值的温度系数或热时间常数，则其他与电流相关的命令可能具有默认值。MFR_IOUT_CAL_GAIN_TC、MFR_IOUT_CAL_GAIN_TAU_INV和MFR_IOUT_CAL_GAIN_THETA的默认值设置为零。

LT7101降压稳压器的I_{MON}引脚就是一个具有电压驱动输出的引脚示例。输出还具有失调电压。也就是说，在空载条件下，I_{MON}引脚保持0.4 V。开始时，这似乎是有问题的，因为差分电压限值为±170 mV。但是，LTC2972/LTC2971 PSM器件可以检测这种类型的I_{MON}引脚，并允许I_{SENSE}引脚上具有更大的差模信号。给大家展示一个具体示例。

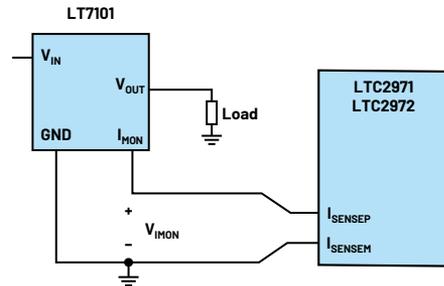


图9. 使用LT7101 I_{MON}引脚。

通过将LTC297x I_{SENSEP}引脚接地，并将I_{SENSEM}引脚连接至I_{MON}引脚，可以将LTC2971/LTC2972连接至LT7101。命令值可以通过下式计算：

从READ_IOUT公式开始，

$$READ_IOUT = \frac{V_{IOUT_SNSP} - V_{IOUT_SNSM}}{IOUT_CAL_GAIN \times T_{CORRECTION}} + IOUT_CAL_OFFSET$$

重写求解IOUT_CAL_GAIN的方程：

$$IOUT_CAL_GAIN = \frac{V_{IOUT_SNSP} - V_{IOUT_SNSM}}{READ_IOUT - IOUT_CAL_OFFSET}$$

假设T_{CORRECTION} = 1。

LT7101数据手册给出了1 A和0.25 A负载电流的I_{MON}电压电平，分别为1.21 V和0.603 V。所以，IOUT_CAL_GAIN值为：

$$\frac{1.21 \text{ V} - 0.603 \text{ V}}{1 \text{ A} - 0.25 \text{ A}} = 810 \text{ m}\Omega$$

IOUT_CAL_OFFSET为：

$$\left(\frac{0.603 \text{ V}}{0.81 \Omega} \right) - 0.25 \text{ A} = -0.494 \text{ A}$$

IOUT_CAL_OFFSET为负值，因为需要减去READ_IOUT值。您可能会发现，需要更改计算得出的寄存器值，以便更好地将测得的负载电流与READ_IOUT读数关联起来。这需要增加校准步骤。驱动已知的负载电流，然后比较READ_IOUT值和预期值，将调整后的值写入IOUT_CAL_GAIN和/或IOUT_CAL_OFFSET。一般来说，许多稳压器的I_{MON}精度不如用于测量电流的检测电阻的精度高，但是，校准电流测量值可以大大改善其精度。

精度

电流测量的精度取决于多个因素之和。在大多数系统中，精度在负载电流范围的中高端非常重要。有些系统要求在轻负载条件下提供出色的精度，这意味着检测链中的信号非常小。我们可以将精度影响因素分为四类：检测元件、板布局、放大器和检测测量电路。

在更详细地讨论精度之前，需要先定义术语TUE。总非调整误差或TUE是每个LTC297x数据手册中都会列出的一项规格参数。包括电流和电流测量的TUE规格。TUE是从 V_{SENSE} 或 I_{SENSE} 引脚到芯片的数字部分这一路径中，缓冲区和放大器中的PSM器件的内部基准电压源、增益和偏置误差共同导致的组合误差。TUE是最差情况下的误差，以所有过程变化和温度范围内的READ_IOUT或READ_VOUT读数的百分比表示。这样就无需再计算芯片中的单项误差，例如 V_{REF} 误差和ADC误差。外部组件（CSA和相关电阻、分流电阻、电感DCR、 I_{MON} 电流）各自会产生误差，必须在总误差预算中加以考虑。

如前所述，置于输出路径中的电阻检测元件的精度最高。 R_{SENSE} 容差一般为1%。它们成本较低，容易获取。数值范围一般在0.5 mΩ至几十mΩ之间。要确定该值，必须考虑相关的电流范围和范围两端需要达到的精度。电流流经 R_{SENSE} 时，元件上会生成小电压 ΔV 。我们需要测量该信号，并通过欧姆定律将其转换成电流。我们可能希望获得足够大的信号，以在轻负载条件下实现出色的精度；但是，在大负载下IR会大幅下降，会对电源性能造成负面影响。我们假设稳压器的反馈来自负载本身，检测点连接在负载上。因此，输出路径（高端和GND返回路径）中会出现压降。 R_{SENSE} 位于稳压器的反馈回路内。其中也包括布局中会导致IR损失的PCB铜。

下方是一个关于精度的示例。假设电源的最大电流为10A，我们希望精度能低至100 mA。在满负载时，建议将IR压降保持在<50 mV。如果检测电阻位于反馈回路中，则可以产生更大的检测电压。大信号的缺点在于检测元件中存在功率损耗。这是在选择电阻值时需做出的基本取舍。 R_{SENSE} 值是基于满负载电流状态下检测到的电压计算得出，在本例中，为50 mV/10 A或5 mΩ。假设我们选择容差为1%的5 mΩ检测电阻。

实现的精度为1%（电阻容差）+ 0.3%（数据手册中给出的TUE）或1.3%，因为LTC2972/LTC2974/LTC2975输入检测电压>20 mV，该值可以转换为大于4 A的负载电流。检测电平<20 mV时，给出的TUE为±60 μV。负载电流为100 mA时，生成的信号为 $0.1A \times 0.005 \Omega$ 或500 μV。在±12%（60 μV/500 μV）的轻负载条件下，误差要大得多，这主要取决于TUE，而电阻容差对精度的影响不大。按绝对值计算，其误差仅为±12 mA。TUE会导致内部基准电压源误差和ADC误差。选择容差更严格的检测电阻，得到的精度也会更高。

表2. I_{SENSE} 精度计算示例

负载电流	检测电压	LTC2972/ LTC2974/ LTC2975 TUE	电阻容差	READ_IOUT 精度	READ_IOUT 精度
100 mA	500 μV	60 μV	1.0%	±13%	±13 mA
100 mA	500 μV	60 μV	0.1%	±12.1%	±12 mA
10 A	50 mV	0.3%	1.0%	±1.3%	±130 mA
10 A	50 mV	0.3%	0.1%	±0.4%	±40 mA

上述内容针对LTC297x系列中的大多数产品，适合<6V的电源轨，其中，LTC2972/LTC2974/LTC2975 I_{SENSE} 引脚可以直接跨接在检测元件上，

从而无需使用外部CSA。如果电源轨>6 V，则PSM管理器系列中的大多数产品都需使用CSA。LTC2971除外，它可以直接连接高达±60 V的 I_{SENSE} 引脚。LTC2971的TUE为0.6%，是LTC2972/LTC2974/LTC2975的两倍；但是，IOUT_SNS引脚可直接连接至电源电压高达±60 V的检测电阻。

使用LTC2977/LTC2979/LTC2980/LTM2987来测量>6 V的电源电压上的输出电流时，可以使用CSA单端输出来驱动 V_{SENSE} 引脚。可以使用任何通道，adc_hires位应保持其默认设置值0。从READ_VOUT寄存器读取输出电流测量值，且必须将该值从电压转换为电流。需要注意的是， V_{SENSE} 引脚具有更大的动态范围，大于LTC2974/LTC2975的 I_{SENSE} 引脚的170 mV限值范围。由于 V_{SENSE} 引脚可以驱动至6 V，所以，可以将CSA增益设置得更高，以生成更大的检测电压。此外，CSA的输入失调电压 V_{OS} 也需要考虑。 V_{OS} 与增益的乘积决定CSA的输出误差。如果 V_{OS} 为85 μV（LTC6101），增益设置为100，输出误差可能达到8.5 mV。 V_{SENSE} 引脚<1 V时的TUE为2.5 mV，>1 V时则为0.25%。CSA增益应设置为低值，以尽可能降低输出误差，但需要足够大，以利用 V_{SENSE} 引脚的大信号范围。对于给定的增益设置，CSA导致的误差是固定的mV误差。转换后的输出电流值的误差显示在最后一列。表8描述了一个示例。 R_{SENSE} 为5 mΩ。

表3. adc_hires = 0时，使用外部CSA计算得出的LTC2977/LTC2979/LTC2980/LTM2987的精度

负载电流	检测电压	CSA增益	V_{SENSE}	LTC297x TUE	CSA 误差	READ_VOUT 误差	转换后的 输出 电流
100 mA	500 μV	20	10 mV	25%	17%	±42%	±42 mA
100 mA	500 μV	100	50 mV	5%	17%	±22%	±22 mA
10 A	50 mV	20	1 V	0.25%	0.17%	±0.42%	±42 mA
10 A	50 mV	100	5 V	0.25%	0.17%	±0.42%	±42 mA

这说明，外部CSA可以为高检测电压提供相当不错的精度，但是在低检测电平条件下，会导致更多误差。

通过生成适当的检测电压或信号，可以实现准确的电流测量。来自检测元件的 ΔV 需要足够大，以克服芯片和其他来源（例如布局）导致的噪声和误差。先确定轻负载精度的重要性，然后预估信噪比(SNR)。通过将产生可接受精度的最低检测电压除以检测范围中最低的电流值，可以计算出最佳值。

要实现高精度，最好是创建足够大的信号并尽可能降低元件/布局误差。也就是说，使用较大的 R_{SENSE} 值和容差较小的电阻。您也可以考虑校准电流回读值。采用已知的负载电流，观察READ_IOUT值。调节IOUT_CAL_GAIN值，尽量降低回读值的误差。使用STORE_USER_ALL命令，将更改过的值存储到芯片的EEPROM中。

检流电阻检测精度

检流电阻方法的优点在于，它比电感DCR方法更准确，因为分流电阻值的精度一般能达到1%或更高。与电感DCR相比，其温度系数相当低。但是，即使购买容差很小的电阻，也可能因为布局和焊接问题而失去效用。

分流电阻方法的劣势在于，它会因IR压降产生损耗。这会导致发热，并且在输出路径中会出现压降。如前所述，将检测电阻置于反馈环路内可以大大减少IR压降，使稳压器环路将压降减少到可忽略不计的水平。

因为LTC297x差分输入电流会导致差分误差电压，所以Rcm电阻的值必须相同。不匹配的Rcm电阻会因为滤波器器件容差而产生误差。通常，这些电阻值应小于1kΩ。

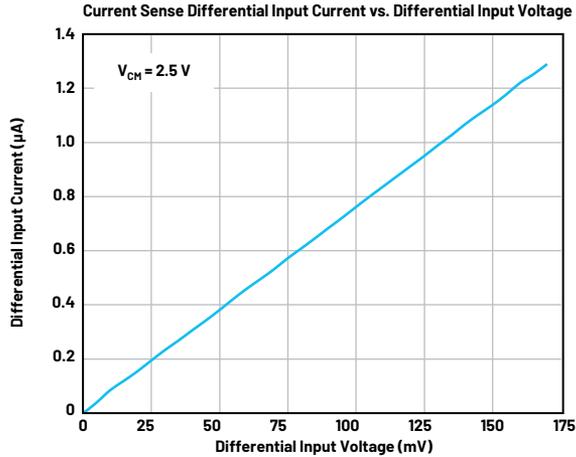


图10. I_{SENSE}引脚电流。

布局

无论您是计划使用分立感测电阻，还是使用电感DCR来测量电流，在高负载条件下，布局都很重要。这很可能导致在焊接连接中出现IR压降，感测连接也会受到影响。最好避免与检测点之间会出现IR压降的焊盘进行感测连接。如果比较图11中显示的布局，会发现连接至焊盘内部的连接示例中只有少量或没有IR压降，这是因为焊盘的这些区域中不会发生或很少发生电流流动。标记为“一般”的布局会因为检测点（焊盘侧面）所在的位置（位于在电流通路中）出现IR压降。

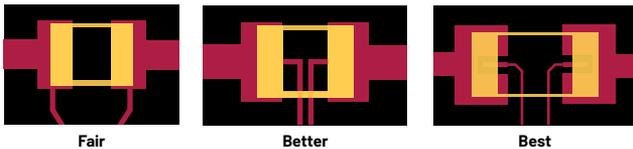


图11. 分流电阻的布局建议。

市面上提供4端口检测电阻。两个端口用于连接主电流电路，另两个端口用于进行开尔文检测连接。对于要求在大于20 A的电流下具有出色精度的应用，可以采用4端口合金检测电阻，其值可以低至100 μΩ。有些制造商指定高值电阻的容差比低值电阻更小，所以此时需要做出基本的权衡取舍——要求精度达到0.1%时使用1 mΩ，或达到0.5%时使用400 μΩ。

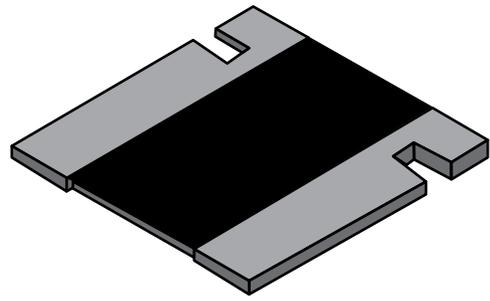


图12. 4端口分流电阻。

在确定检测电阻的布局时，请参考“[改进低值分流电阻的焊盘布局，优化高电流检测精度](#)”获取关于精度的更多详情。

使用LTC2977/LTC2979/LTC2980/LTM2987测量输出电流

LTC2977/LTC2979/LTC2980/LTM2987器件测量电流的能力有限。它们可以配置为测量奇数通道上的电流：通道1、3、5和7。要进行电流测量配置，必须将通道设置为高分辨率模式（MFR_CONFIG_LTC2977，位9）。这样V_{SENSEP}引脚可连接至高达6 V的共模电压。V_{SENSEP}和V_{SENSEN}引脚可跨接在电感(DCR)或电阻检测(R_{SEN})元件上。

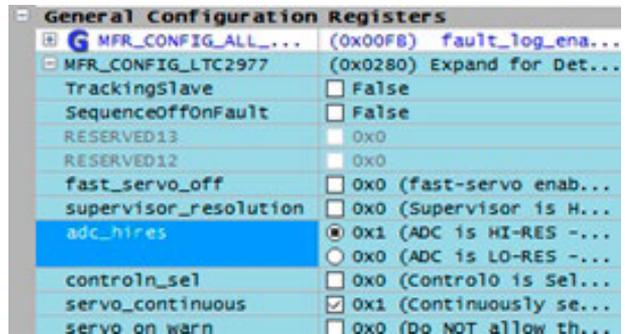


图13. MFR_CONFIG adc_hires位。

偶数位通道不支持此功能，V_{SENSEN}引脚（通道0、2、4和6）必须保持在GND的±100 mV范围内。

在这种模式下，此通道提供的唯一功能就是遥测回读电流。设置adc_hires位会禁用VOUT_EN引脚，并禁用所有故障响应。本质上，对于LTC2977，它会强制通道进入“关闭”状态，并且它仅回读检测元件两端的电压(mV)。

LTC2977/LTC2979/LTC2980/LTM2987器件未配备READ_IOUT寄存器，或使用寄存器来存储DCR或R_{SEN}值。而是使用READ_VOUT命令来获取原始差分电压读数。系统主机需要根据该读数除以检测电阻值计算出电流。注意，这些值是以L11格式给出的，而不是L16格式。单位为毫伏。如果使用系统主机或FPGA/CPU读取电流，则必须进行数学运算，将毫伏值转换为毫安或安培值。应用笔记AN135中包含将L11十六进制转换为浮点值的示例代码。

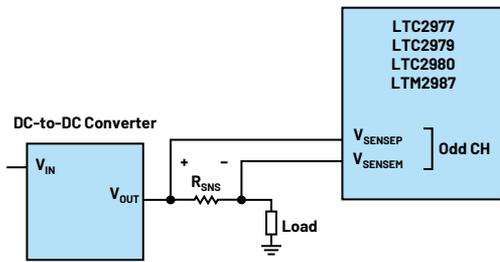


图14. 用于检测差分电流的 V_{SENSE} 引脚。

LTPowerPlay有一个功能，可以很方便地将这个mV读数转换为电流回读值(mA)。这是一个比例系数，可用于在READ_VOUT寄存器中生成调节值。可以通过单击配置窗口中的设置选项卡来访问此选项。

输入VOUT显示比例框中的值应等于 $1/R_{SNS}$ 。如果使用外部CSA，需要将比例系数设置为 $1/(GAIN_{CSA}/R_{SNS})$ 。其中有一个显示单位字段，通过将V更换为A，可以将伏特改为安培。这样就可以显示经过计算的电流读数，该电流与基于电路中的检测电阻得到的实际电流一致。例如，如果 R_{SNS} 为 $10\text{ m}\Omega(0.01\Omega)$ ，则VOUT显示比例为100。READ_VOUT寄存器现在会报告一个mA值，反映芯片测量的每mV的100 mA。在本例中，对 R_{SNS} 为 $10\text{ m}\Omega$ 的电源轨施加592 mA负载，则芯片的测量值为5.92 mV。注意：设置下的比例/偏置值不会保存至器件的NVM，但会保存至.proj文件。

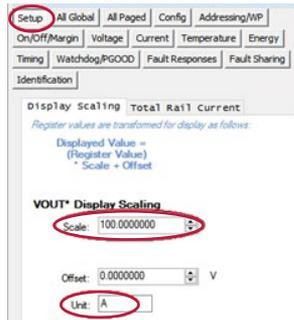


图15. 设置选项卡中的VOUT显示比例。

Telemetry -- Output Voltage (V)	
MFR_VOUT_PEAK_LTC	+0.000 A
READ_VOUT	+592.041 mA
MFR_VOUT_MIN_LTC	+0.000 A

图16. READ_VOUT遥测显示比例值和单位(mA)。

因为差分电压($V_{SENSEp} - V_{SENSEm}$)限制为 $\pm 170\text{ mV}$ ，所以选择检测元件时必须注意，确保IR压降不超过此限值。这些引脚的共模电压可高达6 V。例如，如果预期电流在3 A范围内，则 $50\text{ m}\Omega$ 检测电阻会为ADC提供150 mV电压，且允许超出3.4 A。因为有大信号，这有助于提高精度，但在输出路径中，150 mV也是很大的IR压降。因此需要在电流测量精度和输出中的IR压降之间做出取舍。应始终关闭负载上的反馈环路，以便稳压器/伺服器调节至合适的输出电压。详情请参见LTC2977数据手册。

例如，将其中一个奇数位通道分配用于测量输出电流。通道7测量通道6的 I_{OUT} ，这是一个3.0 V电源。

READ_VOUT (All Pages in System)		
U0:0 - LTC2977		1.2004 V
U0:1		1.5001 V
U0:2		1.8002 V
U0:3		1.9995 V
U0:4		2.5002 V
U0:5		2.7003 V
U0:6		2.9995 V
U0:7		+453.125 mA

图17. READ_VOUT转换为mA (通道7)。

当奇数位通道配置为ADC高分辨率模式时，不能使用VOUT_EN引脚，且禁用监控功能；因此，无法快速检测过电流状况。但是，如果使用CSA，并将单端信号输出至 V_{SENSEp} 引脚，就可以监控任何通道（在ADC低分辨率模式下）的电流。可以将一个电压通道专用于监控CSA的输出。传输延迟由通过CSA的延迟、PSM器件导致的延迟，以及任何无源组件（即RC）可能导致的延迟的总和决定。PSM延迟取决于配置，无论故障响应是设置为即刻关闭还是抗尖峰关闭，以及延迟计数设置。

OC/UC故障监控

对于为高值负载供电的电轨，可能需要保护负载，避免受过电流状况的影响。LTC2974/LTC2975中集成了输出电流监控器。专用硬件允许用户配置通道，在监控器检测到过电流或欠电流条件时关断。这些器件提供电压和电流监控功能，这意味着当输出电压或输出电流超过用户定义的限值时，通道将会关断。电压监控器和电流监控器组合集成在VOUT_EN逻辑内部。本文第一部分中的表1总结了所有PSM管理器的这一功能。

Output Current	
IOUT_OC_FAULT_LIMIT	10.000 A
IOUT_OC_WARN_LIMIT	5.000 A
IOUT_UC_FAULT_LIMIT	-1.000 A
Fault Responses -- Output Current	
IOUT_UC_FAULT_RESPONSE	(0x00) Ignore
IOUT_OC_FAULT_RESPONSE	(0xBF) Deglitched Off,Retry

图18. I_{OUT} OC/UC故障/警告限值。

故障监控器是具有用户可调阈值的采样比较器。该比较器每 $12.1\text{ }\mu\text{s}$ 采样一次，并允许用户根据用户定义的设置降低输出噪声。只有当故障持续出现多次，或者超出delay_count设置限值，才会触发监控器。这本质上是一个基于时间的滤波器。delay_count可以设置为7，可以针对OC事件提供 $84\text{ }\mu\text{s}$ 的去毛刺响应。这样，在提示出现较宽脉冲的故障时，就不会检测到这些窄毛刺。在负载和管理器之间插入任何RC滤波器都会增加额外延迟。该滤波器会减小毛刺幅度，但会延长监控器的响应时间。数据手册建议的时间常数为开关频率的十分之一，这段时间不是太长，不会导致通过滤波器的延迟比监控器响应时间长得多。对于需要快速OC响应的静音电源，可选择 $200\text{ }\Omega/10\text{ nF}$ 或 $2\text{ }\mu\text{s}$ 延迟。对于高噪声电源， $1\text{ k}\Omega/0.1\text{ }\mu\text{F}$ RC会导致 $100\text{ }\mu\text{s}$ 延迟。这个延迟可能看起来很长，但它比ADC读数更快，后者可能约为100 ms。

欠压监控将检测输出中的低电流和反向电流问题。低电流状态是轻负载下的典型状态，不应出现UC故障。但是，测量的输出电流值包含负值。虽然通常不使用欠电流监控，但可以通过将IOUT_UC_FAULT_LIMIT设置为负值，用它来检测反向电流条件。要禁用UC故障检测，将IOUT_UC_FAULT_RESPONSE设置为忽略，将IOUT_UC_FAULT_LIMIT设置为较大的负值。默认设置为-1A。

虽然LTC2971/LTC2972不提供OC故障检测，但该器件具有OC警告功能，会根据ADC输出电流测量值拉低ALERTB。警告会拉低ALERTB，并更新STATUS_IOUT寄存器。基于ADC的读数会导致响应更慢，并通过硬件引脚和PMBus®寄存器用作状态指示器。可以将ALERTB连接至CONTROL引脚，以关断该通道。或者微控制器可以通过声明中断来响应ALERTB，并驱动CONTROL引脚或发出PMBus命令来关闭通道。将ALERTB连接至CONTROL的缺点是任何警告或故障都会关断该通道。

使用LTC2971/LTC2972/LTC2974/LTC2975上的T_{SENSE}引脚来补偿电感DCR时，可通过温度监控来关断通道。过温故障、警报限值和故障响应可以逐通道调整，以适合应用需求。也就是说，它可以用于关断单个通道，不是一种全局（整个芯片）设置。

电流回读L11格式

从PSM器件回读的十六进制值采用L11格式。无论是读取LTC2977（ADC高分辨率模式）上的READ_VOUT寄存器，或是读取LTC2975/LTC2974/LTC2972/LTC2971上的READ_IOUT寄存器，L11格式都是一种符号值，包含5位指数和11位尾数。

L11格式支持电流测量的极性。它是一种符号格式，允许READ_IIN和READ_IOUT寄存器向系统主机提供有关电流方向的信息。LTC2974/LTC2975提供输出电流的欠电流阈值。负值可用来关断吸收过多反向电流的通道。

关于L11格式，有一点需要注意，就是粒度。LTC2971/LTC2972/LTC2974/LTC2975数据手册显示了一个表，其中列出了各种电流范围内的READ_IOUT值的粒度。其中有一个固有粒度，这是因为L11十六进制格式，而不是受器件的ADC或任何其他硬件限制。表中还列出了MFR_READ_IOUT粒度，可用于比较。MFR_READ_IOUT值是一种自定义格式，提供更高的分辨率，在高于2 A时具有2.5 mA粒度。限制范围为±81.92 A。如果板主机CPU/FPGA需要将L11转换为浮点，它可以向任一寄存器发出读取请求。READ_IOUT寄存器在电流低于2 A时分辨率更高，且没有81.92 A限制，但MFR_READ_IOUT值将解析为最接近的2.5 mA。

编程PSM器件和LTpowerPlay

与整个LTC297x器件系列一样，对PSM器件进行编程并成功首次启动硬件是非常有益的。使用LTpowerPlay是非常简单的方法。LTpowerPlay可以免费下载，并在Windows®上运行。该软件有一个内置的编程工具，它可以获取您保存的配置数据，并将其写入器件的EEPROM。上电启动后，芯片自动从EEPROM加载其RAM，并准备自动运行。

无论您是LTpowerPlay新用户还是高级用户，都可以使用LTpowerPlay基于软件的电源配置和调试工具来学习如何配置、设计、评估、诊断和调试。如果您不打算使用LTpowerPlay进行编程或提供遥测，下载Linduino C代码示例是另一种解决方案。LTSketchbook压缩文件中提供了代码示例。

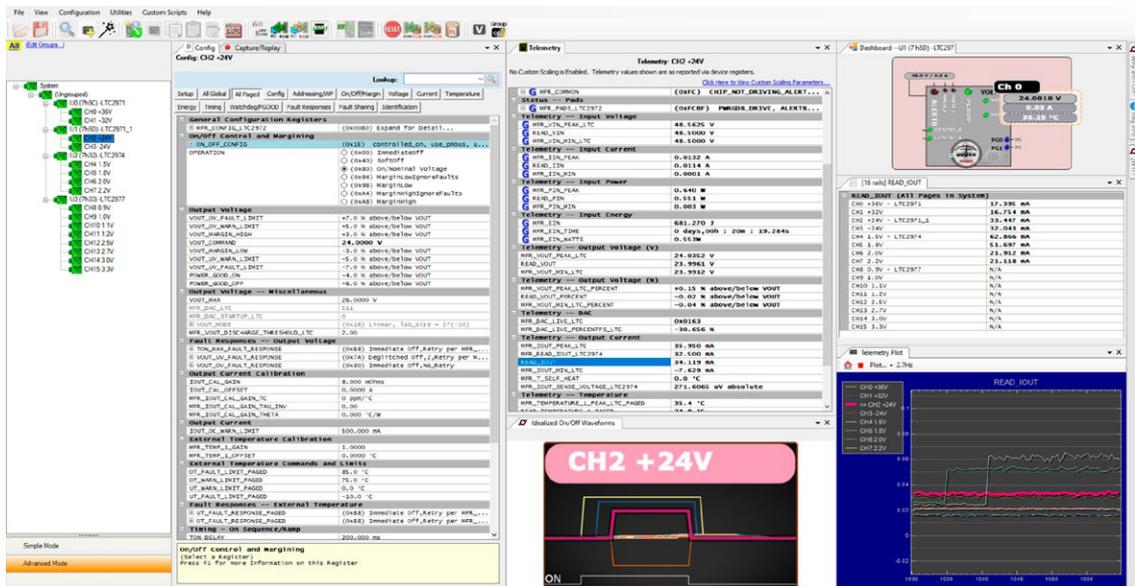


图19. LTpowerPlay是一款功能强大、基于Windows的开发环境，支持ADI公司的数字电源系统管理(PSM)产品。

创建.proj文件的检查清单:

- ▶ 确保每个PSM器件在PMBus上有唯一的地址（硬件绑定）。
- ▶ 在每个输出通道上设置IOUT_CAL_GAIN。
 - 这是 R_{SENSE} 、电感DCR，或计算得出的 I_{MON} 值。
- ▶ 在测量输入电源电流(LTC2971/LTC2972/LTC2975)的每个器件上设置IIN_CAL_GAIN。
- ▶ 设置与温度相关的配置（例如MFR_IOUT_CAL_GAIN_TC、MFR_IOUT_CAL_GAIN_TAU_INV、MFR_IOUT_CAL_GAIN_THETA）。
- ▶ 设置IOUT_OC_FAULT_LIMIT和IOUT_OC_FAULT_RESPONSE (LTC2974/LTC2975)。
- ▶ 设置IOUT_UC_FAULT_LIMIT和IOUT_UC_FAULT_RESPONSE (LTC2974/LTC2975)。
- ▶ 提示：使用LTpowerPlay中的配置向导来简化文件生成过程。

总结

ADI的DPSM LTC297x器件是混合信号PMBus IC，可测量和监控电源电流。本文展示了各种检测方法，其中包括电阻分流、电感DCR和 I_{MON} 。通过以OC/UC故障监控的形式提供另一种级别的保护，为该系列的功能集添加了电流测量功能。这些器件使任何电源具有监测、监控和测量电压和电流的能力。对于高值供电轨，这些特性非常有用。LTC297x提供配置器件的PMBus寄存器的能力，让您在设计阶段的任何时点都能更灵活地更改电路板设计，甚至将电路板部署到现场之后也能更改。



作者简介

Michael Peters是ADI公司电源系统管理器件方面的高级应用工程师。他在模拟和数字电路领域拥有30多年的经验，包括在以前的公司从事存储器件工作的经验。他毕业于密歇根大学安娜堡分校，获电气工程学士学位。联系方式：michael.peters@analog.com。

