

摘要

本应用报告将介绍 1 级电能测量系统的实现方式；该系统使用 TMCS1100 霍尔效应电流传感器进行紧凑的隔离式电流感测。为了获得精确的功率和电能计算结果，TMCS1100 还将与 ADS131M08 Δ - Σ ADC、LM27762 电荷泵和一个计量计算微控制器搭配使用。

本应用报告包含有关此实现方案的硬件及其精度结果的必要信息。

内容

1 引言.....	3
2 实现方框图.....	5
3 硬件实现.....	6
3.1 模拟输入.....	6
3.2 MSP432 LaunchPad™ 连接.....	10
3.3 PCB 布局建议.....	11
4 如何实现计量测试软件.....	12
4.1 设置.....	12
4.2 前台进程.....	15
4.3 后台进程.....	20
5 计量精度测试.....	27
5.1 测试设置.....	27
5.2 结果.....	28
6 原理图.....	38
7 参考文献.....	41

插图清单

图 2-1. 方框图.....	5
图 3-1. 电压输入的模拟前端.....	6
图 3-2. TMCS1100 电流感测电路.....	7
图 3-3. TMCS1100 GND 和 VS 电压生成电路.....	9
图 3-4. ADS131M08 电流通道接口电路.....	9
图 3-5. $V_{\text{ADS131M08_IN}}$ 电压范围.....	10
图 3-6. 实现的 LaunchPad™ 连接.....	10
图 4-1. ADC 初始化和同步过程.....	13
图 4-2. 前台进程.....	15
图 4-3. 电压和电流采样事件.....	20
图 4-4. 后台进程.....	21
图 4-5. ADS131M08 ADC 采样请求数据包.....	21
图 4-6. per_sample_dsp 函数.....	23
图 4-7. 频率测量.....	24
图 4-8. 用于电能指示的脉冲生成.....	25
图 5-1. 电压-电流 A 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系.....	28
图 5-2. 电压-电流 B 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系.....	29
图 5-3. 电压-电流 C 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系.....	30
图 5-4. RMS 电流 A 百分比误差.....	31
图 5-5. RMS 电流 B 百分比误差.....	32
图 5-6. RMS 电流 C 百分比误差.....	33

图 5-7. RMS 电压百分比误差.....	34
图 5-8. 电压-电流 A 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (90° 相移)	35
图 5-9. 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系.....	36
图 5-10. 电压-电流 C 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系.....	37
图 6-1. 原理图第 1 页.....	38
图 6-2. 原理图第 2 页.....	39
图 6-3. 原理图第 3 页.....	40

表格清单

表 1-1. 示例实现方案的系统规格.....	4
表 3-1. LaunchPad™ 连接映射.....	11
表 5-1. 电压-电流 A 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系.....	28
表 5-2. 电压-电流 B 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系.....	29
表 5-3. 电压-电流 C 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系.....	30
表 5-4. RMS 电流 A 百分比误差.....	31
表 5-5. RMS 电流 B 百分比误差.....	32
表 5-6. RMS 电流 C 百分比误差.....	33
表 5-7. RMS 电压百分比误差.....	34
表 5-8. 电压-电流 A 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)	35
表 5-9. 电压-电流 A 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (60° 相移) 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与 电流间的关系 (0° 相移)	35
表 5-10. 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)	36
表 5-11. 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (60° 相移)	36
表 5-12. 电压-电流 C 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)	37
表 5-13. 电压-电流 C 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (60° 相移)	37

商标

LaunchPad™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

随着数据中心的服务器和其他计算机设备数量的日益激增，能够为多个设备高效供电变得至关重要。为了给数据中心内的大量设备供电，通常需要使用配电单元 (PDU)。与电源插排类似，PDU 会将输入端的电源分配到多个插座。每个插座可用于为不同的服务器或其他类型的计算机设备供电。通过测量从每个插座汲取的电流，同时结合使用测得的电压，可以计算出从每个插座消耗的功率。

为了最大限度地增加在给定外形结构中可实现的插座数量，插座的电流感测电路必须紧凑。Rogowski 线圈和电流互感器电流传感器通常较大，进而又会导致每个插座占用更大的面积。另一种选择是使用分流传感器，这种传感器比电流互感器和 Rogowski 线圈更小；然而，分流器本身不具备隔离功能，因此如果需要隔离，则需要额外的电路，因此会增加解决方案的尺寸。此外，电流越大，分流器温度会越高。分流器电阻会随温度变化，而大电流运行会导致温度升高，再加上服务器本身产生的热量，因此分流器的精度会发生变化。

为了克服其他潜在 PDU 电流传感器的局限性，可以使用霍尔效应电流传感器，例如 TMCS1100。TMCS1100 是一款电隔离霍尔效应电流传感器，能够测量直流或交流电流，并具有温度稳定性。TMCS1100 霍尔效应传感器可为 PDU 应用以及其他可能需要紧凑型电流感测功能的终端设备（例如电能质量监测仪）提供隔离式紧凑型电流感测。

为了更大限度地提高功率测量的精度，应使用高精度 ADC（例如 ADS131M08）来测量 TMCS1100 电流传感器的输出。ADS131M08 是一款具有宽动态范围的八通道、同步采样、24 位、二阶 Δ - Σ 模数转换器 (ADC)。通过使用 ADC 进行感测并使用单独的微控制器进行计算，可在映射通道时提供灵活性。例如，如果需要感测七个插座电流和一个输入电压，ADS131M08 可通过将一个电压感测电路连接到一个 ADC 通道并将七个电流感测电路连接到其他七个通道来实现。对于计算计量参数的固定功能器件，通常最多只能支持四个电流。因此，至少需要两个固定功能器件来检测一个电压和七个电流。相比之下，同样的场景只需要一个 ADS131M08 器件。为具有大量插座的 PDU 减少所需的器件数量，这可以进一步降低解决方案的尺寸和成本。

此设计中的处理由用作计量计算微控制器的 MSP432P4111 完成。该器件包含带有浮点单元和存储器保护单元的 Arm® 32 位 Cortex®-M4F CPU、实时时钟、端口可映射 GPIO、AES 加密和解密加速器以及 CRC 计算模块。

本应用报告将介绍如何使用 TMCS1100 霍尔效应电流传感器、ADS131M08 精密 Δ - Σ ADC、LM27762 电荷泵和计量计算微控制器来设计一个 1 级电能测量系统。此外，还显示了一个示例实现方案的结果。[示例实现方案的系统规格](#) 表显示了此示例实现方案的主要系统规格。

表 1-1. 示例实现方案的系统规格

特性	说明
选用的电流传感器	TMCS1100 霍尔效应电流传感器
选用的 ADC	ADS131M08
选用的微控制器	MSP432P4111
电压和电流通道数量	1 个电压通道和 3 个电流通道 (ADC 有 8 个通道, 但在此实现方案中仅使用 4 个 ADC 通道)
精度等级	1 级
测试电流范围	0.1A 至 20A
为 ADC 选用的基准	适用于 ADS131M08 器件的内部基准选项
ADS131M08 时钟 (CLKIN)	连接 ADS131M08 器件 XTAL1 和 XTAL2 引脚的 8.000MHz 晶体提供 8,000,000Hz 频率
ADS131M08 Δ - Σ 调制时钟频率	4,000,000Hz (= CLKIN / 2)
SPI 时钟	MSP432 的 16.384MHz 晶体提供 8,192,000Hz 频率 (为支持这一频率, LaunchPad™ 晶体从 48MHz 更改为 16.384MHz)
过采样率 (OSR)	512
数字滤波器输出采样率	7812.5 个样本/秒
相位补偿实现	软件
相位补偿分辨率	0.0090° (50Hz 时) 或 0.0108° (60Hz 时)
选用的 CPU 时钟频率	48MHz
系统标称频率 (f_{NOM})	50Hz 或 60Hz (可在软件中选择)
测量多个计量参数	<ul style="list-style-type: none"> • 1 周期均方根 (RMS) 电压, 用于检测骤降、骤升和中断 • 10 或 12 周期 RMS 电压、RMS 电流、基波 RMS 电压、基波 RMS 电流 • 欠压偏差和过压偏差 • 相间角 • 有功、基波有功、无功、基波无功、视在、基波视在功率和电能 • 功率因数 • 带过零指示的线路频率
被测参数的更新速率	骤降/骤升 RMS 电压读数为 1 周期; 其他参数为 10 周期 (使用 50Hz 标称频率时) 或 12 周期 (使用 60Hz 标称频率时)
其他用于测试的板	<ul style="list-style-type: none"> • 用于 LaunchPad 到 PC GUI 通信的 TIDA-00163 隔离式 UART 转 RS-232 板 • MSP-EXP432P4111 LaunchPad (其 48MHz 晶体替换为 16.384MHz 晶体)
电路板电源	MSP-EXP432P4111 LaunchPad 提供 3.3V 输出

2 实现方框图

方框图显示了本应用手册中测试的示例 TMCS1100 PDU 实现方案的方框图。本实现方案采用 TMCS1100 霍尔效应电流传感器、ADS131M08 Δ - Σ ADC、LM27762 电荷泵、计量微控制器和隔离式 UART 转 RS-232 板。

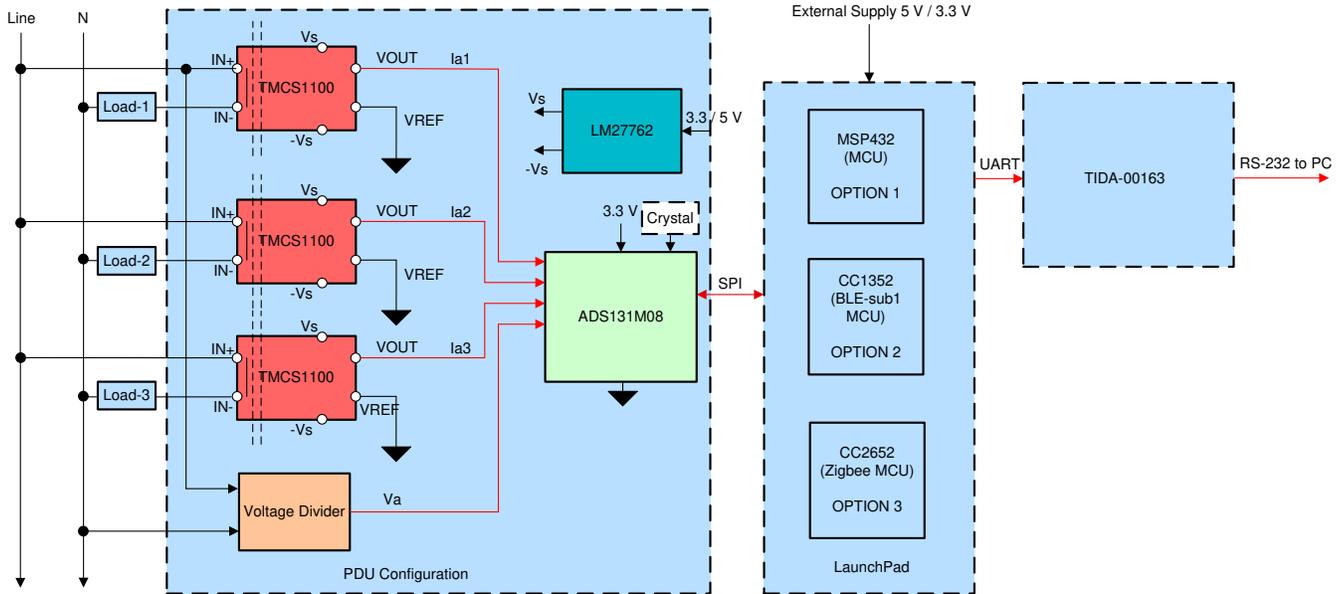


图 2-1. 方框图

本实现方案使用了四个 ADC 通道，其中一个通道负责感测入口电压。为了感测电压，分压器对市电电压进行分压，使之落在 ADC 可感测的范围内。在选择电压通道的分压电阻时，需要确保对市电电压进行分压后符合 ADS131M08 器件的正常输入电压范围。ADS131M08 ADC 具有较大的动态范围，而测量电压时不需要较大的动态范围，因此特意选择了电压前端电路，使 ADC 电压通道输入端的最大电压落在满量程电压范围内。通过降低馈送到 ADS131M08 ADC 电压通道的电压，电压-电流串扰（对计量精度的实际影响大于对 ADC 电压通道精度的影响）会减小（电压精度也会降低），从而在较低的电流下实现更准确的电能测量。

该器件的其他三个通道用于感测不同插座的电流。每个电流通道都使用 TMCS1100 霍尔效应电流传感器，将感测到的电流转换为 ADS131M08 ADC 可感测的电压。为了能够落入 ADS131M08 的输入电压范围，需要进行电平转换。实现这种电平转换的方法是，使用 LM27762 电荷泵创建为 TMCS1100 供电的 2.5V 和 -2.5V 电压轨。

ADS131M08 使用连接到其 XTAL1 和 XTAL2 引脚的晶体来生成内部时钟 f_{CLKIN} 。ADS131M08 在内部对该时钟进行二分频，然后将该分频时钟用作 Δ - Σ 调制时钟 f_M 。因此，ADS131M08 的采样率定义为 $f_s = f_M / OSR = f_{CLKIN} / (2 \times OSR)$ 。只要可采集新样，ADS131M08 就会使其 \overline{DRDY} 引脚有效，以通知微控制器可采集新样。然后，微控制器将使用它的一个 SPI 接口及其 DMA 从 ADS131M08 器件采集电压和电流样本。微控制器会使用新的电压和电流样本来计算计量参数，例如功率和 RMS 读数。

此设计通过 LaunchPad 连接器连接 ADC 与微控制器，因此，通过将相应的微控制器 LaunchPad 连接此设计的 LaunchPad 连接器，即可将不同的微控制器用作计量微控制器。在此特定实现方案中，通过将 MSP-EXP432P4111 LaunchPad 连接到此设计的 LaunchPad 连接器，MSP432P4111 器件可用作计量微控制器。

为了校准和测试此设计，我们使用了 PC GUI。在此设计中，PC GUI 通过由 TIDA-00163 板创建的隔离式 RS-232 连接件进行通信。TIDA-00163 板连接到 MSP432 的一组 UART 发送引脚（MSP432 上的引脚 P2.5）和接收引脚（MSP432 上的引脚 P2.3）。该板将信号与这些引脚隔离，然后将隔离的信号转换为 RS-232 信号电平。生成的 RS-232 信号会发送到已连接 PC 的 TIDA-00163 RS-232 连接器。

3 硬件实现

3.1 模拟输入

每个 ADS131M08 转换器都是差分转换器，要求其引脚上的输入电压不超过 $\pm 1.2V$ （假设内部 PGA 增益设置为 1）。为了满足此输入电压规格，需要通过一个电压和电流传感器电路将市电电压和插座电流转换为 ADS131M08 可以感测到的电压。本小节将介绍用于电压和电流通道的模拟前端。

3.1.1 电压测量模拟前端

市电的标称电压为 100V 至 240V，因此需要按比例缩小该电压，使其能被 ADC 感测到。ADS131M08 器件可以感测低至 1.2V 的电压，因此可以使用分压器对来自市电的交流信号进行分压，然后馈送到 ADS131M08，而无需使用电平转换器。在用于测试的电路板中，有四个电压感测电路；但是，只有 *电压输入的模拟前端* 图中的分压器电路会用于本应用手册中所述的 PDU 配置。其他三个电压感测电路超出了本应用手册所述的 PDU 配置范畴。



图 3-1. 电压输入的模拟前端

在电压输入的模拟前端，J36 是施加输入市电电压的位置。该电路包含尖峰保护压敏电阻 (RV1)、电磁干扰滤波器磁珠占用区（电阻占用区 R95 和 R102）、分压器网络（R96、R97、R98 和 R100）和 RC 低通滤波器（R99、R101 和 C53）。

在较小电流下，如果不执行功率偏移量校准，电压-电流串扰对有功电能精度的影响要远大于对电压精度的影响。为了最大限度地提高在较低电流下的精度，电压通道并未使用整个 ADC 范围。ADS131M08 器件是高精度 ADC，因此即使此设计中的电压通道使用更小的 ADC 范围，仍可为测量电压提供足够的精度。方程式 1 显示了在给定的市电电压和选定的分压器电阻值下，如何计算馈入 ADC 电压通道的差分电压范围：

$$V_{\text{ADC_Swing,Voltage}} = \pm V_{\text{RMS}} \times \sqrt{2} \left(\frac{R100}{R96 + R97 + R98 + R100} \right) \quad (1)$$

根据这个公式及前述的选定电阻值，对于 230V 的市电电压，ADC 电压通道的输入信号电压摆幅为 $\pm 246mV$ ($174mV_{\text{RMS}}$)。 $\pm 246mV$ 电压范围完全在 $\pm 1.2V$ 输入电压范围内，因此，当为电压通道选择的 PGA 增益值为 1 时，ADS131M08 器件可以检测到该电压范围。

3.1.2 电流测量模拟前端

用于电流输入的模拟前端不同于用于电压输入的模拟前端。本实现方案中使用 TMCS1100 器件来感测每一负载电流（总共 3 个器件）。本实现方案使用的是 TMCS1100 的 A1 变体，其灵敏度为 50mV/A，支持感测 20A 电流。[TMCS1100 电流感测电路](#) 图中显示了此设计中使用的 TMCS1100 电路。

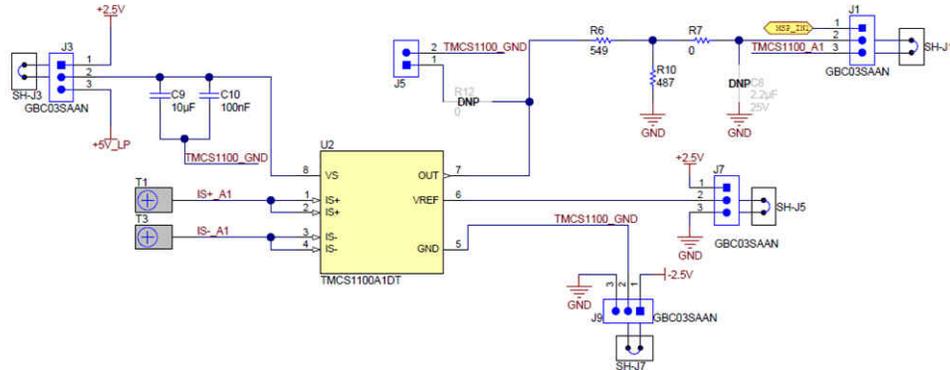


图 3-2. TMCS1100 电流感测电路

在 [TMCS1100 电流感测电路](#) 图的电路中，输入电流的正极端子连接到端子 T1，输入电流的负极端子连接到端子 T3。端子 T1 连接到引脚 IN+（在 [TMCS1100 电流感测电路](#) 图中被称为 IS+），端子 T3 连接到引脚 IN-（在 [TMCS1100 电流感测电路](#) 图中被称为 IS-），因此流经 T1 和 T3 的电流也流经 IN+ 和 IN- 引脚。TMCS1100 在工作中会感测流经其 IN+ 和 IN- 引脚组的电流。

在为 TMCS1100 设计前端时，该器件的电源引脚（引脚 VS）和 GND 引脚之间的电压必须满足以下约束条件：

$$3 < (V_{\text{TMCS1100_VS}} - V_{\text{TMCS1100_GND}}) < 5.5 \quad (2)$$

在 [方程式 2](#) 中， $V_{\text{TMCS1100_VS}}$ 是施加到 TMCS1100 器件 VS 引脚的电压，而 $V_{\text{TMCS1100_GND}}$ 是施加到 TMCS1100 器件 GND 引脚的电压。

在此设计中，为 $V_{\text{TMCS1100_VS}}$ 和 $V_{\text{TMCS1100_GND}}$ 之间选择 5V 电压，这一数值符合前面列出的条件，还支持更宽的电流测量范围。使用此 5V 电源电压会导致输出电压大于 ADS131M08 ADC 的输入电压范围。因此，需要使用一个分压器对 TMCS1100 输出电压进行分压，使该电压下降到 ADS131M08 器件的 ADC 输入电压范围内。

[TMCS1100 电流感测电路](#) 图中选择了 R6 和 R10 来对 TMCS1100 的输出电压进行分压，使该电压落入 ADS131M08 器件的 ADC 输入电压范围内。R6 和 R10 分压器在 ADS131M08 的 ADC 处产生以下输入电压：

$$V_{\text{ADS131M08_IN}} = (V_{\text{TMCS1100_OUT}}) \left(\frac{R10}{R6 + R10} \right) = (S \times I_{\text{in}} + V_{\text{TMCS1100_Vref}}) \left(\frac{R10}{R6 + R10} \right) \quad (3)$$

其中，

- $V_{\text{TMCS1100_OUT}}$ 为 TMCS1100 器件 OUT 引脚的输出电压
- S 为器件的理想灵敏度（本例中为 50mV/A）
- I_{IN} 为提供给 TMCS1100 输入的隔离式输入电流
- $V_{\text{TMCS1100_Vref}}$ 为 TMCS1100 器件 VREF 引脚上的电压

ADS131M08 电压范围的计算方法是用 ADC 可感测到的最大电压 $V_{\text{ADS131M08_IN,max}}$ 减去 ADC 可感测到的最小电压 $V_{\text{ADS131M08_IN,min}}$ 。使用 PGA 增益 1 时 ADS131M08 的输入电压范围为 $\pm 1.2\text{V}$ ，因此 $V_{\text{ADS131M08_IN,max}} = 1.2\text{V}$ ， $V_{\text{ADS131M08_IN,min}} = -1.2\text{V}$ 。所以，ADS131M08 的输入电压范围为 2.4V。

选择 R6 和 R10 的值时，应确保 TMCS1100 的最大输出电压范围在 ADS131M08 的 ADC 输入电压范围内。

TMCS1100 器件 OUT 和 GND 引脚上的电压将始终小于其 VS 和 GND 引脚上的电压差。因此，可以使用以下公式计算一组用于电压分压的保守电阻值：

$$\left(\frac{R10}{R6 + R10} \right) < \left(\frac{V_{\text{ADS131M08_IN,max}} - V_{\text{ADS131M08_IN,min}}}{V_{\text{TMCS1100_VS}} - V_{\text{TMCS1100_GND}}} \right) = \left(\frac{2.4}{5} \right) \quad (4)$$

在此设计中，R6 选择为 549 Ω，R10 选择为 487 Ω；但是，对于仍满足方程式 4 要求的总电阻值 (R6 + R10)，则有多个选项可供选择。该总电阻的值较小时会增加从 TMCS1100 器件的 VOUT 引脚汲取的电流，而这可能会限制 TMCS1100 的输出电压范围。相反，该串联电阻的值较大时可能会影响 ADS131M08 器件的抗混叠滤波器。在此设计中，总电阻约为 1k Ω，这一数值不会降低 TMCS1100 的输出电压范围，也不会显著影响 ADS131M08 的抗混叠滤波器电路。

TMCS1100 的输出电压高于 0，而 ADS131M08 的一半范围低于 0，因此还需要采用一种机制来对 TMCS1100 的输出电压进行电平转换。本实现方案通过向 TMCS1100 器件的 VREF、VS 和 GND 引脚施加特定电压来完成这一电平转换。

当施加 0A 电流时，TMCS1100 上的 VREF 引脚用于设置 TMCS1100 的电压输出。将 VREF 设置为输出摆幅范围的中间值可提供双向测量能力以感测正负电流。因此，理想情况下，Vref 应设置为 TMCS1100 输出电压范围的中间值，该值以如下公式表示：

$$V_{\text{TMCS1100_Vref}} = \frac{V_{\text{TMCS1100_VS}} + V_{\text{TMCS1100_GND}}}{2} \quad (5)$$

为了减少电流读数中的直流偏移量，零电流条件还应为 ADS131M08 提供一个位于中间电压点的输入电压。因此，理想情况下，Vref 的值也应基本上能满足以下条件：

$$V_{\text{TMCS1100_Vref}} = \left(\frac{V_{\text{ADS131M08_IN,max}} + V_{\text{ADS131M08_IN,min}}}{2} \right) \left(\frac{R6 + R10}{R10} \right) \quad (6)$$

鉴于 TMCS1100 Vs 引脚和 GND 引脚之间的电压差选择为 5V ($V_{\text{TMCS1100_VS}} - V_{\text{TMCS1100_GND}} = 5$)，可以求解上述两个方程以找到可在 TMCS1100 GND ($V_{\text{TMCS1100_GND}}$)、VS ($V_{\text{TMCS1100_VS}}$) 和 VREF ($V_{\text{TMCS1100_VREF}}$) 引脚上施加的适当电压 (相对于 ADS131M08 的 GND)。此设计使用以下电压来满足这一条件：

- $V_{\text{TMCS1100_GND}} = -2.5\text{V}$
- $V_{\text{TMCS1100_Vref}} = -0\text{V}$
- $V_{\text{TMCS1100_VS}} = 2.5\text{V}$

2.5V 和 -2.5V 电压由 LM27762 在 *TMCS1100 GND 和 VS 电压生成电路* 图所示的电路中产生：

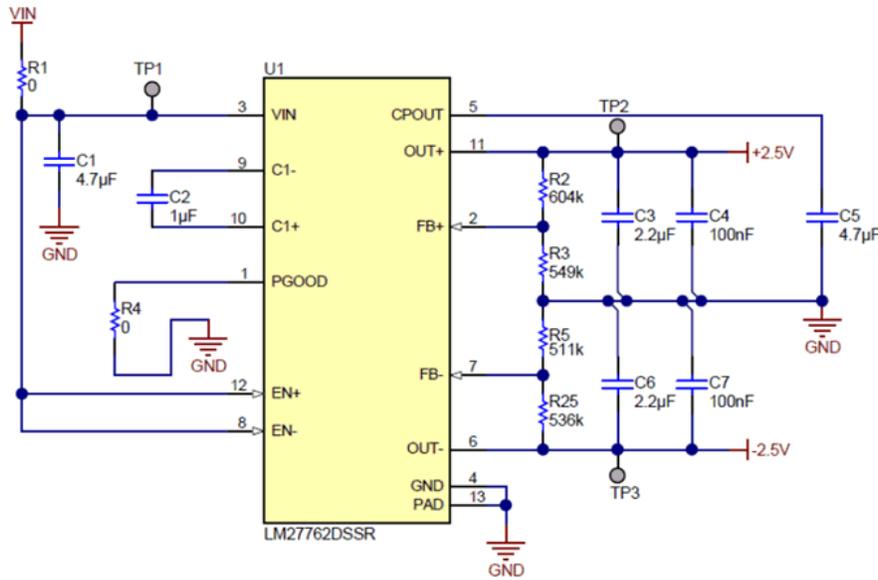


图 3-3. TMCS1100 GND 和 VS 电压生成电路

若要将这些电压施加到 *TMCS1100 电流感测电路* 图中所示的 TMCS1100 通道，应在接头 J3 的引脚 1 和 2、接头 J7 的引脚 2 和 3 以及接头 J9 的引脚 1 和 2 之间连接跳线。其他跳线位置选项用于将 TMCS1100 连接到仅感测 0V 以上电压的备用 ADC (例如 MSP432 上的 SAR ADC)。除了上述跳线之外，还应在 J1 的位置 2 和 3 之间连接一条跳线，以便将 TMCS1100 的分频输出连接到 *ADS131M08 电流通道接口电路* 图中所示的电路。图 3-4 中的电路直接馈入 ADS131M08 的 ADC 通道输入。

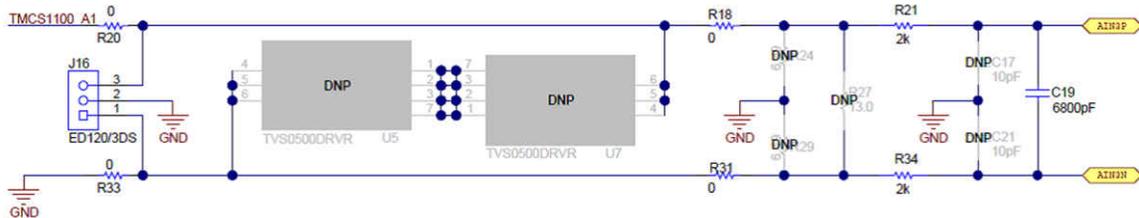


图 3-4. ADS131M08 电流通道接口电路

ADS131M08 电流通道接口电路 图中的电路包括电磁干扰滤波器磁珠占用区 (R18 和 R31)、可替换为 TVS0500 以提供额外浪涌保护的区域 (U5 和 U7) 以及一个用作抗混叠滤波器的 RC 低通滤波器 (R21、R34 和 C19)。对于抗混叠滤波器，需要注意的是 *TMCS1100 电流感测电路* 图中的 R6 和 R10 电阻值在 R6 和 R10 的总电阻较大的情况下会影响抗混叠的截止频率；不过，此设计中使用的 R6 和 R10 电阻值不会显著影响抗混叠滤波器的截止频率。

为了将 ADS131M08 的差分输入与 TMCS1100 的单端输出连接到一起，TMCS1100 的分频输出连接到 ADS131M08 ADC 通道的正极端子，而 ADS131M08 ADC 通道的负极端子连接到 ADC 接地端。这样就会使 ADC 正极端子的电压在 0 点上下摆动，而 ADC 负极端子的电压固定为 ADC GND 电压。ADS131M08 的 ADC 负极端子已接地，因此 ADC 的输入差分电压也等于 ADC 正极端子的电压。 $V_{ADS131M08_IN}$ 电压范围图中显示了

$V_{ADS131M08_IN}$ 的电压范围，以及该范围与 $V_{TMCS1100_OUT}$ 范围、 $V_{TMCS1100_VS}$ 电压和 $V_{TMCS1100_GND}$ 电压的比较。

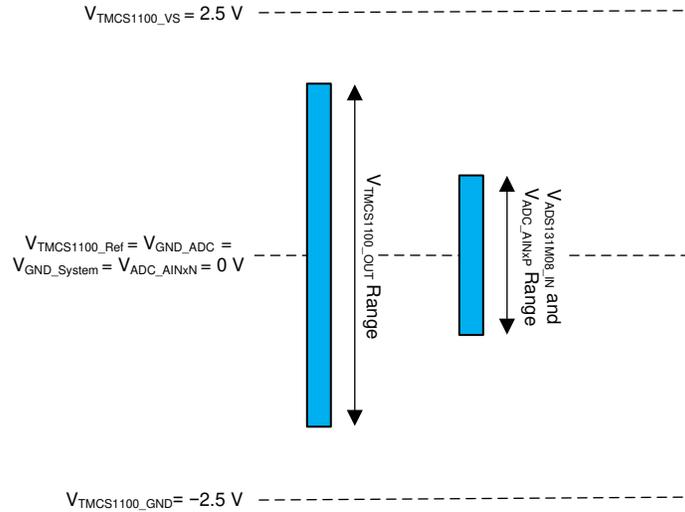


图 3-5. $V_{ADS131M08_IN}$ 电压范围

3.2 MSP432 LaunchPad™ 连接

此设计具有一个 LaunchPad 连接器，可支持连接到不同的微控制器。[实现的 LaunchPad 连接](#) 图中显示了此设计中的 LaunchPad 连接器的实现：

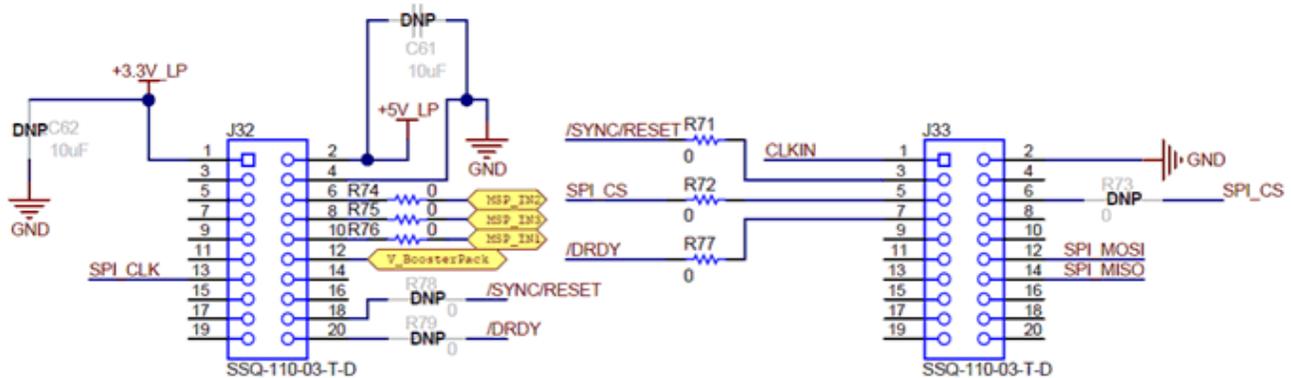


图 3-6. 实现的 LaunchPad™ 连接

为了支持多个微控制器 LaunchPad，有两个位置选项可连接 SYNC/RESET (J32 引脚 18 或 J33 引脚 3)、SPI_CS (J33 引脚 6 或 J33 引脚 5) 和 DRDY 引脚 (J32 引脚 20 或 J33 引脚 7)。这些选项中的每一个都有一个电阻占用区，可以为所选择的选项组装 0Ω 电阻，而为未选择的选项取消组装该电阻。

具体而言，对于与 MSP432 LaunchPad 的通信，SYNC/RESET 引脚应引出至 J33 引脚 3，SPI_CS 应引出至 J33 引脚 5，而 DRDY 应引出至 J33 引脚 7。这些与 MSP432 LaunchPad 的连接受到支持的方式是填充电阻 R71、R72 和 R77，同时取消填充电阻 R78、R79 和 R73，如 [实现的 LaunchPad 连接](#) 图中所示。

LaunchPad 连接映射表中显示了在此设计的 MSP432 LaunchPad 上使用的连接：

表 3-1. LaunchPad™ 连接映射

LaunchPad™ 引脚	功能
J33 引脚 7 (P5.6)	ADS131M08 DRDY
J33 引脚 5 (P2.4)	ADS131M08 片选
J33 引脚 3 (P2.6)	ADS131M08 复位/同步
J33 引脚 12 (P1.6)	ADS131M08 DIN (UCB0SIMO)
J32 引脚 13 (P1.5)	ADS131M08 SPI 时钟
J33 引脚 14 (P1.7)	ADS131M08 DOUT(UCB0SOMI)
J33 引脚 13 (P2.3)	用于 PC GUI 通信的 EUSCIA0 UART RX
J33 引脚 4 (P2.5)	用于 PC GUI 通信的 EUSCIA0 UART RX
J32 引脚 15 (P4.6)	有功电能脉冲输出
J32 引脚 10 (P4.2)	无功电能脉冲输出
J32 引脚 14 (P4.5)	电压过零引脚

3.3 PCB 布局建议

- 请参阅 TMCS1100、ADS131M08 和 LM27662 数据表中的布局指南。
- 请注意，从一个 ADC 通道切换到另一个通道时，ADS131M08 上的 AINxP 和 AINxN 引脚的顺序会切换。
- 尽量缩短用于将晶体连接到 ADS131M08 的布线长度。此外，晶体下方必须有干净的接地层，并且必须避免在晶体下方进行任何布线。此外，要使高频信号远离晶体。
- 在电源连接中使用宽布线。

4 如何实现计量测试软件

用于评估此设计的 MSP432 软件是测试软件。本节将讨论测试软件的功能，让您了解如何实现用于计量测试的自定义软件。第一小节将讨论 ADS131M08 器件和 MSP432 上各种外设的设置。随后，计量软件被描述为两个主要进程：前台进程和后台进程。

4.1 设置

4.1.1 时钟

根据 MSP432 的配置，其 CPU 时钟 (MCLK) 设置为 48MHz，且其子系统主时钟 (SMCLK) 设置为 8.192MHz。MCLK 的时钟源是 MSP432 MCU 的内部 DCO，其频率配置为 48MHz。

SMCLK 的时钟源是外部晶体。MSP432 LaunchPad 默认配备 48MHz 晶体 (器件型号 FA-238 48.0000MB-W0)，替换为 16.384MHz 晶体 (器件型号：FA-238 16.3840MB-K)。新晶体还需要 10pF 负载电容，取代之前晶体的 12pF 负载电容。为支持这种新晶体，将 C11 和 C12 的 22pF 晶体负载电容器更改为 18pF 电容器。来自外部晶体的 16.384MHz 时钟在内部被二分频以产生 8.192MHz SMCLK 频率。请注意，ADS131M08 的时钟来自于其自身的 8.000MHz 晶体，因此它独立于 MCU 的 8.192MHz SMCLK。

外部的 32.768kHz 晶体用作该器件辅助时钟 (ACLK) 的时钟源。将该 ACLK 时钟设置为 32.768kHz 频率。

4.1.2 用于 GUI 通信的 UART 设置

MSP432 MCU 具有一个端口映射控制器支持将数字功能灵活映射到端口引脚。可移植到其他引脚的数字功能集取决于器件。此设计中专门使用端口映射控制器来输出与 PCU GUI 进行通信的 UART 信号。

使用端口映射控制器，便会用到以下映射：

- PMAP_UCA0RXD (EUSCIA0 UART RX) -> 端口 2.3 (连接到 TIDA-00163 板的 RX 输入)
- PMAP_UCA0TXD (EUSCIA0 UART TX) -> 端口 2.5 (连接到 TIDA-00163 板的 TX 输入)

MSP432 配置为通过 TIDA-00163 板上的 RS-232 连接与 PC GUI 进行通信。MSP432 使用具有 8N1 和 9600 波特配置的 UART 模块与 PC GUI 进行通信。

4.1.3 实时时钟 (RTC)

MSP432 的实时时钟模块配置为提供精确的一秒中断，并根据需要更新时间和日期。

4.1.4 直接存储器存取 (DMA)

直接存储器存取 (DMA) 模块在 MSP432 和 ADS131M08 器件之间传输数据包，且 MSP432 CPU 的带宽要求极低。两个 DMA 通道用于与 ADS131M08 进行通信。一个通道 (通道 0) 用于向 ADS131M08 发送数据，另一个通道 (通道 1) 用于从 ADS131M08 接收数据。一旦从 ADS131M08 接收到一个完整的数据包，就会产生一个中断以完成任何必要的传输后处理，例如 CRC 验证和数据包组装。[ADS131M08 ADC 采样请求数据包](#) 图中显示了使用 MSP432 DMA 发送和接收的数据包。

4.1.5 ADC 设置

ADC 初始化和同步过程图中显示了在转换开始之前用于初始化 ADS131M08 的过程。

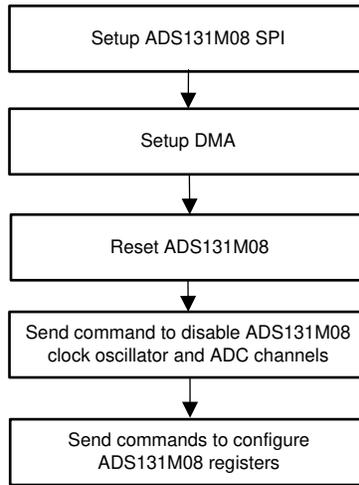


图 4-1. ADC 初始化和同步过程

此过程首先配置 MSP432 MCU 的 EUSCIB0 SPI 模块与 ADS131M08 器件进行通信。EUSCIB0 SPI 模块专门配置为使用 3 线模式的主器件 (片选信号在测试软件中手动置位为高电平和低电平, 而不是使用 SPI 模块的片选功能) 并具有源自 8.192MHz SMCLK 时钟的 8.192MHz SPI 时钟。设置 SPI 后, DMA 随后配置为自动处理 ADS131M08 与 MSP432 之间的数据包传输。

接下来, ADS131M08 将复位以使该器件处于已知状态。复位 ADS131M08 后会向该器件发送一条命令, 以禁用其内部振荡器并禁用其 ADC 通道上的转换。在配置 ADS131M08 寄存器时, 禁用时钟振荡器可防止 ADS131M08 生成新样本。

最后会向 ADS131M08 发送命令以初始化其寄存器, 从而获得以下配置:

- MODE 寄存器设置: 使用 16 位 CCITT CRC, ADS131M08 数据包中每个字的长度为 24 位, 在启用最滞后的通道上置位 $\overline{\text{DRDY}}$ 信号, 当转换值不可用时 $\overline{\text{DRDY}}$ 置位为高电平, 当转换值准备就绪时 $\overline{\text{DRDY}}$ 置位为低电平
- GAIN1 和 GAIN2 寄存器设置: 对所有 8 个 ADC 通道使用 PGA 增益 1 (请注意, 仅使用这 8 个通道中的 4 个通道)
- CFG 寄存器设置: 禁用电流检测模式
- CHx_CNG 寄存器设置 (其中, x 为通道编号): 所有 8 个 ADC 通道输入都连接到外部 ADC 引脚, 且每个通道的通道相位延迟都设为 0 (注意使用软件相位补偿而不是 ADS131M08 硬件相位补偿)
- CLOCK 寄存器设置: 512 OSR, 启用所有通道, 禁用晶体振荡器, 使用内部基准进行转换, 以及采用高分辨率调制器功率模式

此时, ADS131M08 仍然没有采样, 因为晶体振荡器仍然被禁用。ADS131M08 采样直到 MCU 的其余设置例程执行完毕后才开始。执行这些其他设置例程后, MSP432 被配置为每当 $\overline{\text{DRDY}}$ 引脚上出现下降沿 (这表明 ADS131M08 有新的电流样本可用) 时产生端口中断。接下来发送命令以启用晶体振荡器, 从而开始电压和电流采样。

ADS131M08 调制器时钟来自在其 XTAL1 和 XTAL2 引脚之间连接的晶体。该时钟在内部被二分频以生成 ADS131M08 调制器时钟。因此, ADS131M08 的采样频率被定义为 $f_s = f_M / \text{OSR} = f_{\text{ADS13M08_crystal}} / (2 \times \text{OSR})$, 其中 f_s 为采样率, f_M 为调制器时钟频率, $f_{\text{ADS13M08_crystal}}$ 为连接到 ADS131M08 的晶体的频率, OSR 为所选的过采样率。在此设计中, 连接到 ADS131M08 的晶体频率为 8.000MHz, 选择的过采样率为 512。因此, ADS131M08 调制器时钟设置为 4.000MHz, 采样率设置为 7812.5 个样本/秒。

在此设计中, 软件中使用了以下 ADS131M08 通道映射:

- AIN0P 和 AIN0N ADS131M08 ADC 通道引脚 → 电压 V1 (相电压)
- AIN5P 和 AIN5N ADS131M08 ADC 通道引脚 → 电流 I1 (通道 A 电流)

- AIN4P 和 AIN4N ADS131M08 ADC 通道引脚 → 电流 I2 (通道 B 电流)
- AIN3P 和 AIN3N ADS131M08 ADC 通道引脚 → 电流 I3 (通道 C 电流)

4.2 前台进程

前台进程包括 MSP432 硬件和软件的初始设置，以及器件复位后立即进行的 ADS131M08 寄存器设置。[前台进程](#)图中显示了此过程的流程图。在图中，V-I 映射是指公共电压与各个电流通道的组合。一共有三个 V-I 映射：电压与电流通道 A 之间的映射，电压与电流通道 B 之间的映射，以及电压与电流通道 C 之间的映射。

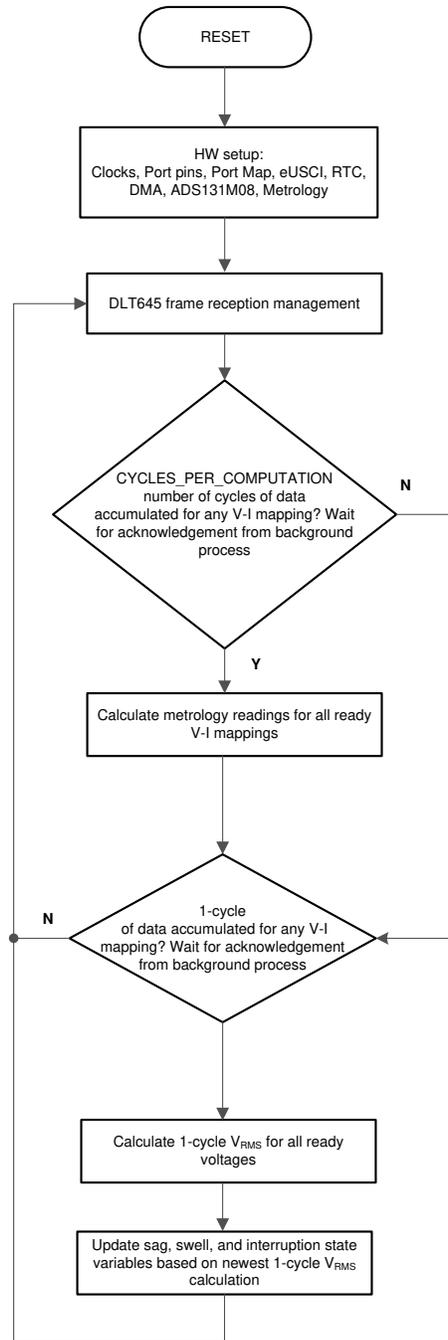


图 4-2. 前台进程

初始化例程涉及以下方面的设置：MSP432 时钟系统、通用输入/输出 (GPIO) 端口引脚和相关的端口映射控制器、MSP432 USCI_A0 (用于 UART 功能)、MSP432 RTC 模块 (用于时钟功能)、MSP432 DMA、ADS131M08 寄存器以及 MSP432 计量变量。

硬件设置完成后，从 GUI 接收到的任何帧都会被处理。接下来，前台进程检查后台进程是否已通知前台进程为任何电压-电流映射计算新的计量参数。该通知是在存在可处理的数据帧时通过置位

“PHASE_STATUS_NEW_LOG” 状态标志来完成的。该数据帧包含经过处理的点积，而这些点积累积了 CYCLES_PER_COMPUTATION 个周期的数据。当软件中的标称频率设置为 50Hz 时，CYCLES_PER_COMPUTATION 的值为 10 个周期，而当软件中的标称频率设置为 60Hz 时，该值为 12 个周期。当测得的线路频率等于设计的标称频率时，这相当于 200 毫秒的累积数据。

处理后的点积包括 V_{RMS} 、 I_{RMS} 、有功功率、无功功率、基波电压、基波有功功率、基波无功功率。前台进程使用这些点积来计算实际单位的相应计量读数。所有处理后的点积都累积在单独的 64 位寄存器中，以便进一步处理并获得 RMS 和平均值。使用前台进程的有功功率和无功功率计算值，可计算出视在功率。同样，使用基波电压、基波无功功率和基波有功功率的前台计算值，可计算出基波电流、基波视在功率、电压 THD 以及电流 THD。此外，使用 RMS 电压计算值和设计中定义的标称电压，可计算出欠压偏差和过压偏差。还可使用 [公式](#) 一节的公式，根据由后台进程计算出的参数值，计算出频率（以 Hz 为单位）和功率因数。

前台进程还负责计算 1 周期 V_{RMS} 读数，用于更新骤降、骤升和中断状态记录变量。1 周期 V_{RMS} 读数在每次发生从负到正的过零后由后台进程触发。在获得新的 V_{RMS} 读数后，以下状态变量会相应更新：

- 骤升变量
 - **Swell_events** : 该变量记录自首次重置设计以来发生的骤升事件总数。每当 1 周期 RMS 高于用户定义的骤降时，便会发起骤升事件。当 1 周期 RMS 低于用户定义的骤升阈值减去用户定义的迟滞值时，骤升阈值事件便会结束。
 - **Max_swell_value** : 该变量是在当前持续骤升事件期间观察到的最大 1 周期 RMS 读数。如果当前没有发生骤升事件，则该变量表示先前完成的骤升事件期间的最大 1 周期 RMS 读数。
 - **Swell_duration** : 该变量记录当前持续骤升事件期间的周期数。如果当前没有发生骤升事件，则该变量表示先前完成的骤升事件的持续时间。
- 骤降变量
 - **Sag_events** : 该变量记录自首次重置设计以来发生的骤降事件总数。每当 1 周期 RMS 低于用户定义的骤降阈值但仍大于用户定义的中断阈值时，便会发起骤降事件。当 1 周期 RMS 高于用户定义的骤升阈值加上用户定义的迟滞值时，骤降事件便会结束。
 - **Min_sag_value** : 该变量是在当前持续骤降事件期间观察到的最小 1 周期 RMS 读数。如果当前没有发生骤降事件，则该变量表示先前完成的骤降事件期间的最小 1 周期 RMS 读数。
 - **Sag_duration** : 该变量记录当前持续骤降事件期间的周期数。如果当前没有发生骤降事件，则该变量表示先前完成的骤降事件的持续时间。
- 中断变量
 - **Interruption_events** : 该变量记录自首次重置设计以来发生的中断事件总数。每当 1 周期 RMS 低于用户定义的中断阈值（此阈值低于骤降电压阈值）时，便会发起中断事件。
 - **Interruption_duration** : 该变量记录当前持续骤降事件期间的周期数。如果当前没有发生骤降事件，则该变量表示先前完成的中断事件的持续时间。请注意，当没有电压施加到设计时，该变量不会增加，因为没有可计数的循环；但是，缺少电压仍然可以算作中断事件。

4.2.1 公式

4.2.1.1 标准计量参数

本节将简要介绍用于计算电压、电流、功率和电能的公式。如前文所述，电压和电流样本以 7812.5Hz 的采样率采集。在大约 10 或 12 个周期帧中采集的所有样本都将保留下来，用于计算每个相位的电压和电流 RMS 值。

RMS、过压偏差和欠压偏差值通过以下公式计算得出：

$$V_{RMS,ph} = K_{v,ph} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{ph}(n) \times V_{ph}(n)}{\text{Sample Count}}} - V_{\text{offset},ph} \quad (7)$$

$$V_{\text{underdeviation,ph}} = \begin{cases} 0, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} > V_{\text{Nom}} \\ \left(\frac{V_{\text{Nom}} - V_{\text{RMS,ph}}}{V_{\text{Nom}}} \right) \times 100, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} \leq V_{\text{Nom}} \end{cases} \quad (8)$$

$$V_{\text{overdeviation,ph}} = \begin{cases} 0, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} < V_{\text{Nom}} \\ \left(\frac{V_{\text{RMS,ph}} - V_{\text{Nom}}}{V_{\text{Nom}}} \right) \times 100, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} \geq V_{\text{Nom}} \end{cases} \quad (9)$$

$$I_{\text{RMS,ph}} = K_{i,\text{ph}} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} I_{\text{ph}}(n) \times I_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}}} - I_{\text{offset,ph}} \quad (10)$$

其中，

- ph = 计算过程中的 V-I 映射 [即 V-I_A (= 1)、V-I_B (= 2) 和 V-I_C (= 3)]
- $V_{\text{ph}}(n)$ = 在采样时刻 n 获取的电压样本
- $V_{\text{offset,ph}}$ = 偏移量，用于消减电压转换器中加性高斯白噪声的影响，此项以 **mV** 为单位。
- V_{Nom} = 设计定义的标称电压
- $I_{\text{ph}}(n)$ = 在采样时刻 n 获取的每个电流样本
- $I_{\text{offset,ph}}$ = 偏移量，用于消减电流转换器中加性高斯白噪声的影响。此项以 **μA** 为单位。
- **Sample count** = 当前帧内的样本数
- $K_{v,\text{ph}}$ = 电压的比例因子
- $K_{i,\text{ph}}$ = 电流的比例因子

可计算一帧有功和无功电能样本的功率和电能。这些样本经过相位校正并传递到前台进程，前台进程使用样本数量（样本计数）通过以下公式计算相位有功功率和无功功率：

$$P_{\text{ACT,ph}} = \left(K_{\text{ACT,ph}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{\text{ph}}(n) \times i_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} \right) - P_{\text{ACT_offset,ph}} \quad (11)$$

$$P_{\text{REACT,ph}} = \left(K_{\text{REACT,ph}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{90,\text{ph}}(n) \times I_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} \right) - P_{\text{REACT_offset,ph}} \quad (12)$$

$$P_{\text{APP,ph}} = \sqrt{P_{\text{ACT,ph}}^2 + P_{\text{REACT,ph}}^2} \quad (13)$$

其中，

- $V_{90}(n)$ = 在采样时刻“ n ”获取的电压样本（相移 90° ）
- $K_{\text{ACT,ph}}$ = 有功功率的比例因子
- $K_{\text{REACT,ph}}$ = 无功功率的比例因子
- $P_{\text{ACT_offset,ph}}$ = 偏移量，用于从其他电流中消减串扰对有功功率测量的影响
- $P_{\text{REACT_offset,ph}}$ = 偏移量，用于从其他电流中消减串扰对无功功率测量的影响

请注意，对于无功电能，使用 90° 相移方法的原因有两个：

1. 这种方法可以准确测量很小电流的无功功率
2. 这种方法符合 IEC 和 ANSI 标准规定的测量方法

计算出的市电频率用于计算 90 度相移的电压样本。由于市电频率会发生变化，首先要准确测量市电频率以相应地对电压样本进行相移。

为了获得精确的 90° 相移，需要在两个样本之间使用插值。对于这两个样本，应使用在最近电压样本之前略大于和略小于 90 度的电压样本。此应用的相移实现由整数部分和小数部分组成。整数部分是通过提供 N 个样本的延迟来实现的。小数部分由一个单抽头 FIR 滤波器实现。在测试软件中，一个查找表提供用于创建分数延迟的滤波器系数。

使用计算出的功率，可通过以下公式计算电能：

$$E_{ACT,ph} = P_{ACT,ph} \times \text{SampleCount} \quad (14)$$

$$E_{REACT,ph} = P_{REACT,ph} \times \text{SampleCount} \quad (15)$$

$$E_{APP,ph} = P_{APP,ph} \times \text{SampleCount} \quad (16)$$

计算出的电能随后累积到缓冲区中。这些缓冲区存储自系统复位以来消耗的电能总量。请注意，这些电能不同于用来累积电能以输出电能脉冲的工作变量。有三组缓冲区可供使用：每个 V-I 映射有一组。在每组缓冲区内将累积以下电能：

1. 有功输入电能（有功功率 ≥ 0 时的有功电能）
2. 有功输出电能（有功功率 < 0 时的有功电能）
3. 基波有功输入电能（基波有功功率 ≥ 0 时的基波有功电能）
4. 基波有功输出电能（基波有功功率 < 0 时的基波有功电能）
5. 无功正交 I 电能（无功功率 ≥ 0 且有功功率 ≥ 0 时的无功电能；电感性负载）
6. 无功正交 II 电能（无功功率 ≥ 0 且有功功率 < 0 时的无功电能；电容式发生器）
7. 无功正交 III 电能（无功功率 < 0 且有功功率 < 0 时的无功电能；电感式发生器）
8. 无功正交 IV 电能（无功功率 < 0 且有功功率 ≥ 0 时的无功电能；电容性负载）
9. 视在输入电能（有功功率 ≥ 0 时的视在电能）
10. 视在输出电能（有功功率 < 0 时的视在电能）

后台进程还根据每个市电周期的样本数计算频率。然后，前台进程使用 [方程式 17](#) 将这种每个市电周期的样本数转换为赫兹频率：

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{\text{SampleRate (in units of samples per second)}}{\text{Frequency (in units of samples per cycle)}} \quad (17)$$

计算出有功功率和视在功率后，需要计算功率因数的绝对值。在系统功率因数的内部表示中，正功率因数对应于电容性负载，而负功率因数对应于电感性负载。功率因数内部表示的符号取决于电流是超前还是滞后电压，而这是在后台进程中决定的。因此，可使用以下公式计算功率因数的内部表示：

$$\text{Internal Representation of Power Factor} = \begin{cases} \frac{P_{ACT}}{P_{APP}}, & \text{if capacitive load} \\ -\frac{P_{ACT}}{P_{APP}} & \text{if inductive load} \end{cases} \quad (18)$$

4.2.1.2 电能质量公式

为了计算基波 RMS 电压，需要生成一个纯正弦波并将其紧密锁定至输入电压波形的基波。使用生成的波形，可通过以下公式计算基波电压、基波有功功率和基波无功功率：

$$V_{\text{fund,ph}} = K_{v_fund,ph} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{\text{pure,ph}}(n) \times V_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} - V_{\text{fund_offset,ph}} \quad (19)$$

$$P_{\text{ACT_fund,ph}} = \left(K_{\text{ACT_fund,ph}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{\text{pure,ph}}(n) \times i_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} \right) - P_{\text{ACT_fund_offset,ph}} \quad (20)$$

$$P_{\text{REACT_fund,ph}} = \left(K_{\text{REACT_fund,ph}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{90_pure,ph}(n) \times I_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} \right) - P_{\text{REACT_fund_offset,ph}} \quad (21)$$

其中，

- $V_{\text{pure,ph}}(n)$ = 生成的纯正弦波的电压样本（在采样时刻 n 获取）
- $V_{90_pure,ph}(n)$ = 将 $V_{\text{pure,ph}}(n)$ 移相 90° 时产生的波形的电压样本（在采样时刻 n 获取）
- $K_{v_fund,ph}$ = 基波电压的比例因子
- $K_{\text{ACT_fund,ph}}$ = 基波有功功率的比例因子
- $K_{\text{REACT_fund,ph}}$ = 基波无功功率的比例因子
- $V_{\text{fund_offset,ph}}$ = 从基波电压计算结果中减去的偏移量。此项以 **mV** 为单位。
- $P_{\text{ACT_fund_offset,ph}}$ = 从基波有功功率计算结果中减去的偏移量。此项以 **mW** 为单位。
- $P_{\text{REACT_fund_offset,ph}}$ = 从基波无功功率计算结果中减去的偏移量。此项以 **mvar** 为单位。

在计算基波电压、基波有功功率和基波无功功率之后，可按以下公式计算基波电流和基波视在功率：

$$I_{\text{fund,ph}} = \left(K_{i_fund,ph} \times \frac{\sqrt{P_{\text{ACT_fund,ph}}^2 + P_{\text{REACT_fund,ph}}^2}}{V_{\text{fund,ph}}} \right) - I_{\text{fund_offset,ph}} \quad (22)$$

$$P_{\text{APP_fund,ph}} = \sqrt{P_{\text{ACT_fund,ph}}^2 + P_{\text{REACT_fund,ph}}^2} \quad (23)$$

其中，

- $K_{i_fund,ph}$ = 基波电流的比例因子
- $I_{\text{fund_offset,ph}}$ = 从基波电流计算结果中减去的偏移量。此项以 **μA** 为单位。

计算出基波电流和基波电压之后，也可以计算出电压 THD 和电流 THD。该软件支持三种不同的 THD 计算方法，分别为 $\text{THD}_{\text{IEC_F}}$ 、 $\text{THD}_{\text{IEC_R}}$ 和 THD_{IEEE} 。使用不同方法计算电压 THD (V_{THD}) 和电流 THD (I_{THD}) 的公式如下：

$$V_{\text{THD}_{\text{IEC_F,ph}}} = \frac{\sqrt{V_{\text{RMS,ph}}^2 - V_{\text{fund,ph}}^2}}{V_{\text{fund,ph}}} \quad I_{\text{THD}_{\text{IEC_F,ph}}} = \frac{\sqrt{I_{\text{RMS,ph}}^2 - I_{\text{fund,ph}}^2}}{I_{\text{fund,ph}}} \quad (24)$$

$$V_{\text{THD}_{\text{IEC_R,ph}}} = \frac{\sqrt{V_{\text{RMS,ph}}^2 - V_{\text{fund,ph}}^2}}{V_{\text{RMS,ph}}} \quad I_{\text{THD}_{\text{IEC_R,ph}}} = \frac{\sqrt{I_{\text{RMS,ph}}^2 - I_{\text{fund,ph}}^2}}{I_{\text{RMS,ph}}} \quad (25)$$

$$V_{\text{THD}_{\text{IEEE,ph}}} = \frac{V_{\text{RMS,ph}}^2 - V_{\text{fund,ph}}^2}{V_{\text{fund,ph}}^2} \quad I_{\text{THD}_{\text{IEEE_F,ph}}} = \frac{I_{\text{RMS,ph}}^2 - I_{\text{fund,ph}}^2}{I_{\text{fund,ph}}^2} \quad (26)$$

若要正确计算 THD，必须选择合适的 THD 计算方法，并确保用于测量 THD 的任何参考表使用与软件中所选 THD 方法相同的方法。

4.3 后台进程

电压和电流采样事件 图中显示了进行电压和电流采样时发生的不同事件，其中用橄榄绿色标出的项目在硬件设置（而不是测试软件）中完成。

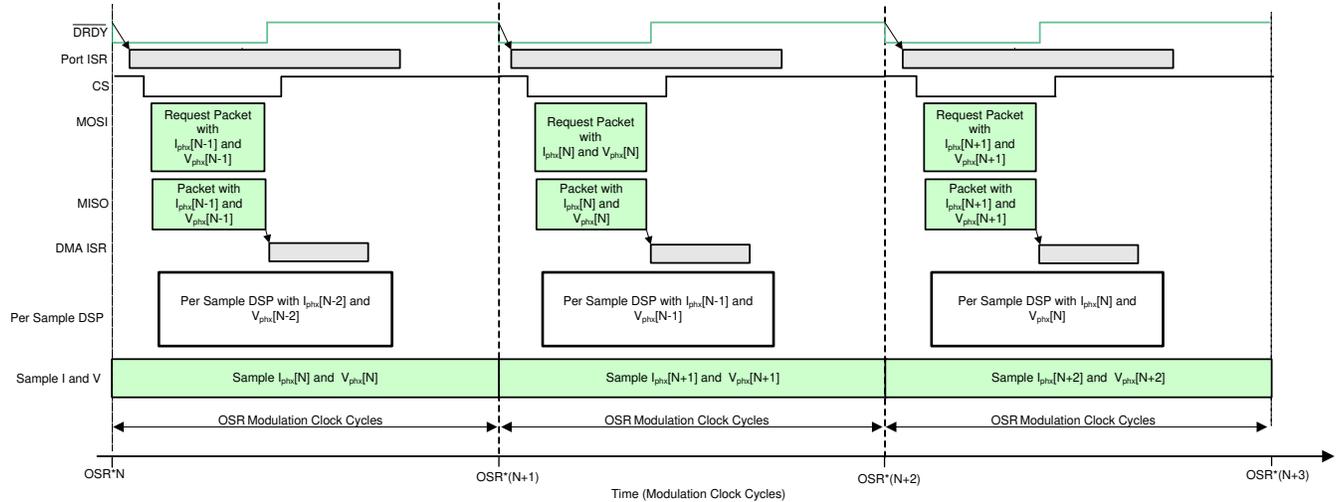


图 4-3. 电压和电流采样事件

回顾 **电压和电流采样事件** 图中提到的过程，每个相位的新电流样本在每 OSR（此设计中为 512）个调制时钟周期准备就绪。假设 ADS131M08 器件最近一次准备好的相电流和电压样本对应于第 $N - 1$ 个电流和电压样本，即 $I_{phx}[N - 1]$ 和 $V_{phx}[N - 1]$ 。一旦新样本准备就绪，ADS131M08 就会将 \overline{DRDY} 引脚置位为低电平。ADS131M08

$\overline{\text{DRDY}}$ 引脚的下降沿将使 MSP432 上的 GPIO 端口中断，从而触发 MSP432 上的端口 ISR。后台进程在端口 ISR 内运行。[后台过程](#)图中显示了后台进程，主要处理测试软件中有严格时序要求的事件。

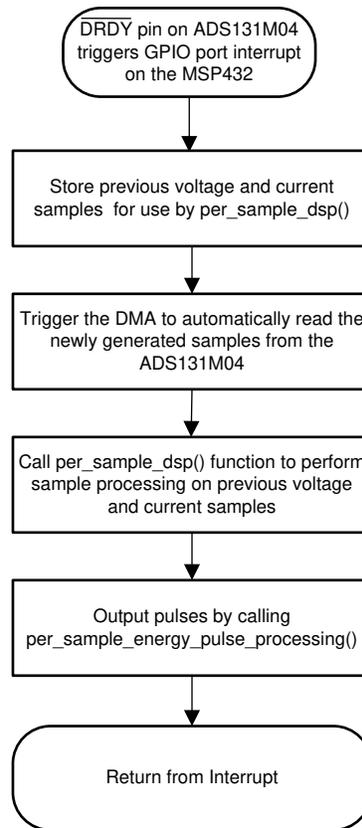


图 4-4. 后台进程

在后台进程中，先前获得的电压样本 ($V_{\text{phx}}[N - 2]$) 和先前获得的电流样本 ($I_{\text{phx}}[N - 2]$) 会存储起来，以便稍后供 `per_sample_dsp` 函数使用（该函数负责更新用于计算计量参数的中间点积数量）。在存储先前获得的电压和电流样本后，通过将片选信号置位为低电平来启用与 ADS131M08 的通信。然后，将 DMA 配置为针对 ADS131M08 器件最新电流和电压样本 ($I_{\text{phx}}[N - 1]$ 和 $V_{\text{phx}}[N - 1]$) 发送请求，并接收来自 ADS131M08 的数据包响应。电流样本的请求和接收由 DMA 模块自动完成，而不是由软件完成。

[ADS131M08 ADC 采样请求数据包](#) 图中显示了由 MSP432 MCU 的 DMA 发送的数据包，以及同样由 DMA 接收和组装的来自 ADS131M08 的响应数据包。发送和接收数据包中包含十个字，其中每个字的长度为三个字节。

MSP432 Transmit	Command[N+1]/ Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)
MSP432 Receive	Response to Command[N]/Not used in design (3 bytes)	ADS131M04 Ch 0 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 1 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 2 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 3 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 5 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 6 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 7 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 8 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Packet CRC (3 bytes, MSB sent first)

图 4-5. ADS131M08 ADC 采样请求数据包

从 ADS131M08 器件请求 ADC 数据时，必须发送到 ADS131M08 的第一个字是命令字。测试软件不需要在典型的 ADC 样本读出期间更改 ADS131M08 的设置或读取任何寄存器，因此会向 ADS131M08 发送 NULL 命令，这使您能够无需更改器件状态即可从 ADS131M08 获取 ADC 样本。null 命令的实际大小是 16 位；但是，由于使用的是 24 位字，16 位命令必须在命令末尾填充一个额外的值 0x00。因此发送的 NULL 命令字的值为 0x000000。当 MSP432 移出命令字时，MSP432 同时将响应字移入前一个数据包中的命令字。NULL 命令的响应字是 STATUS 寄存器的内容。此设计中不使用 STATUS 寄存器的内容，因此从 ADS131M08 接收到的第一个字将被忽略。

写入命令字后，需要对每个要读取的字节执行一次虚拟写入。若要启用 SPI 时钟，便需要写入虚拟字节，这是从 ADS131M08 器件读取一个字节所必需的。每次写入虚拟字节时，都会将值 0x00 写入 EUSCIB0 的 SPI 发送寄存器。通过在写入命令字节后立即写入三个虚拟字节，MSP432 MCU 可以从 ADS131M08 的通道 0 接收 3 字节的 ADC 值。写入接下来的 21 个虚拟字节将得到通道 1 - 7 的 ADC 数据。最后，写入接下来的三个虚拟字节将得到 CRC 字。CRC 字为 24 位；但是，请注意实际的 CRC 只有 16 位，这些位对应于 24 位字的最高有效位。因此，在解析 CRC 字时，不需要最后一个字节（但请注意，为了使 ADS131M08 正确运行，仍必须发送虚拟写入的这个零填充字节）。

在使用 DMA 从 ADS131M08 接收最新电流样本的同时，ADS131M08 对下一个电压样本 ($V_{\text{phx}}[N]$) 和电流样本 ($I_{\text{phx}}[N]$) 进行采样，并且测试软件还会对从 ADS131M08 获得的最后一个电压样本 ($V_{\text{phx}}[N - 2]$) 和电流样本 ($I_{\text{phx}}[N - 2]$) 执行逐样本处理。可使用这种逐样本处理方法来更新用于计算计量参数的中间点积。处理样本后，后台进程使用“per_sample_energy_pulse_processing”执行电能比例脉冲的计算和输出。一旦 per_sample_energy_pulse_processing 完成，测试软件便会从端口 ISR 退出。

4.3.1 per_sample_dsp()

per_sample_dsp Function 图中显示了 per_sample_dsp() 函数的流程图。per_sample_dsp() 函数用于计算中间点积结果，这些结果会馈送到前台进程以计算计量读数。电压样本、基波电压样本、电流样本、有功功率、无功功率、基波有功功率和基波无功功率全都累积在 64 位寄存器中。

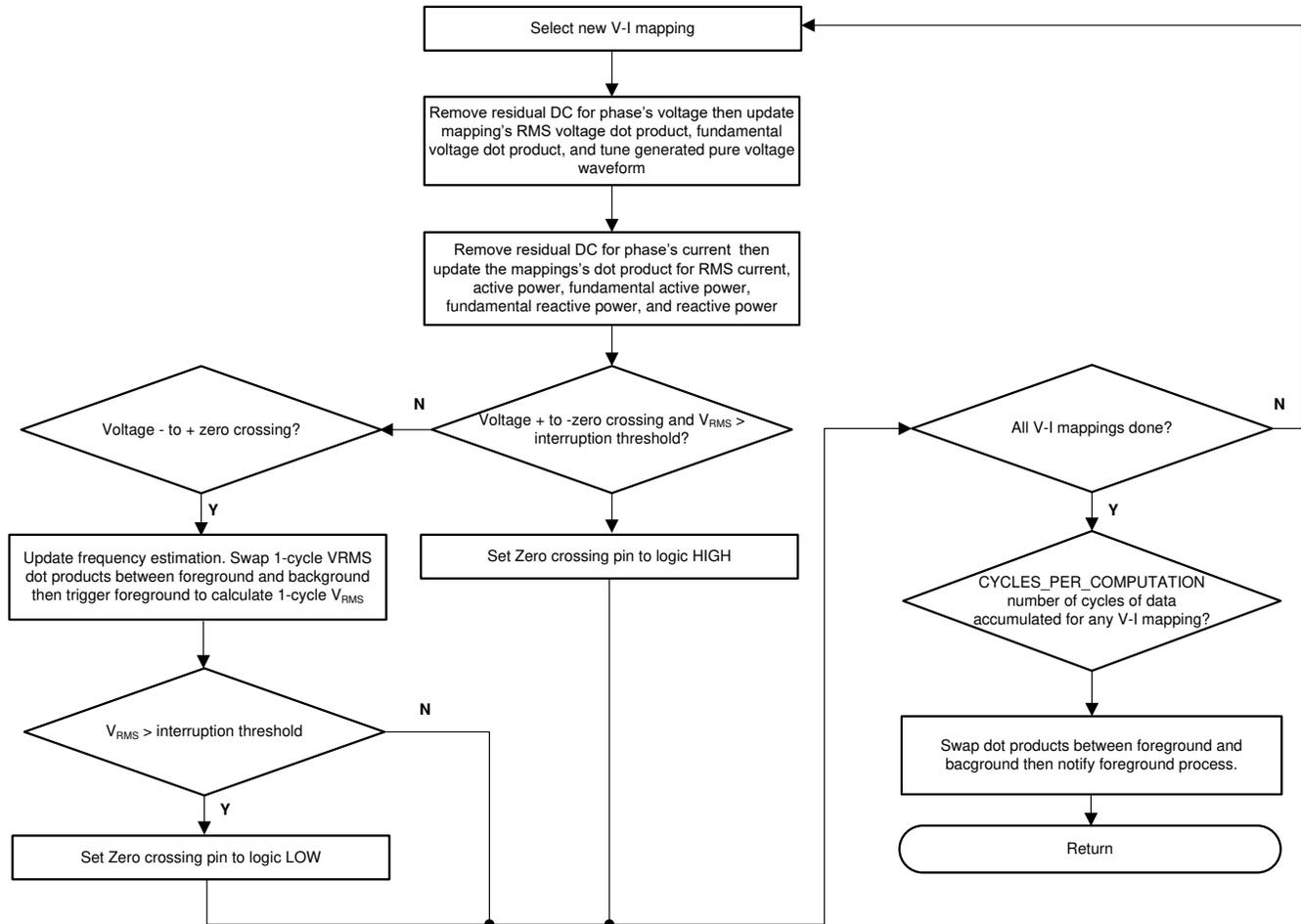


图 4-6. per_sample_dsp 函数

累积 CYCLES_PER_COMPUTATION 个周期（如果 $f_{NOM} = 50$ ，为 10 个周期，如果 $f_{Nom} = 60$ ，为 12 个周期）后，后台进程将触发前台函数以计算以下参数的最终值：RMS 电压和电流；有功、无功和视在功率；有功、无功和视在电能；频率；功率因数；基波电压、基波电流、基波有功功率、基波无功功率和基波视在功率；欠压偏差和过压偏差；以及电压 THD 和电流 THD。在软件中，有两组点积：在任何给定的时间，一组供前台用于计算，另一组供后台用作工作集。后台进程有足够的样本后会交换两个点积，使前台可以使用后台进程刚刚计算出的新点积，而后台进程可以使用新的空集来计算下一组点积。

每当电压通道上出现前沿过零（- 到 + 电压转换）时，per_sample_dsp() 函数还负责更新相应相位的频率（以每个周期的样本数为单位），并触发 1 周期 V_{RMS} 读数的前台计算。这个 1 周期 V_{RMS} 读数的计算与每 CYCLES_PER_COMPUTATION 个周期更新的 V_{RMS} 读数不同。1 周期 V_{RMS} 读数专门用于更新骤降、骤升和中断状态变量。1 周期 V_{RMS} 的计算与用于 CYCLES_PER_COMPUTATION 点积的方案使用相同的点积交换方案。

per_sample_dsp 函数还负责输出电压过零引脚。每当一个电压通道上出现负到正过零并且该电压通道的相应 1 周期 V_{RMS} 读数大于中断阈值时，就会在该引脚上置位下降沿。如果一个电压通道上出现正到负过零并且该电压通道的 1 周期 V_{RMS} 读数大于中断阈值，则会在该引脚上置位上升沿。为了减轻输出过零引脚对此设计的精度的影响，过零输出不应选择在连接到 LED 的 GPIO 引脚上。

以下几节将介绍 per_sample_dsp 函数中的电力测量的各种元素。

4.3.1.1 电压和电流 ADC 样本

原始 ADS131M04 样本是有符号整数，并且这些转换器上的任何杂散直流或偏移值都会通过直流跟踪滤波器去除。分别使用滤波器、电压和电流样本可获得所有电压和电流的单独直流估计值。然后从每个电压和电流样本中减去该估计值。

得到的瞬时电压和电流样本用于生成以下中间结果：

- 电压和电流的累积平方值，分别用于计算 V_{RMS} 和 I_{RMS}
- 累积电能样本，用于计算有功电能
- 使用电流和 90° 相移电压的累积电能样本，用于计算无功电能

前台进程会处理这些累积值。

4.3.1.2 纯波形样本

为了计算基波和 THD 读数，软件将生成纯正弦波形并将该波形锁定至输入电压波形的基波。生成的波形被锁定至输入电压的基波，因此该纯波形与来自电压 ADC 的波形的相关性可用于找出通过电压 ADC 检测到的波形的基波分量幅度。同样，电流和纯电压波形的相关性可用于计算基波有功功率。对于基波无功功率， 90° 相移纯波形和电流的相关性可用于计算该参数。

若要生成正弦波，需要提供所需波形的幅度、相位和频率等信息。对于生成的纯波形，幅度设置为满量程以使基波点积的值达到最大，频率设置为用于计算市电频率（以赫兹为最终实际单位）的频率测量值（以周期数/样本为单位），并迭代调整生成波形的相位以使其锁定至基波电压的相位。在正确计算频率并将生成的波形相位锁定至基波电压后，即可正确计算出基波读数。

4.3.1.3 频率测量和周期跟踪

64 位寄存器保存累积的瞬时电压、电流、有功功率和无功功率。周期跟踪计数器会记录累积的周期数。当累积已达到 `CYCLES_PER_COMPUTATION` 个周期后，后台进程会存储这些累积寄存器，并通知前台进程生成平均结果，例如 RMS 和功率值。

为了进行频率测量，需要在过零电压样本之间使用直线插值。[频率测量](#) 图显示了过零点附近的样本以及线性插值的过程。

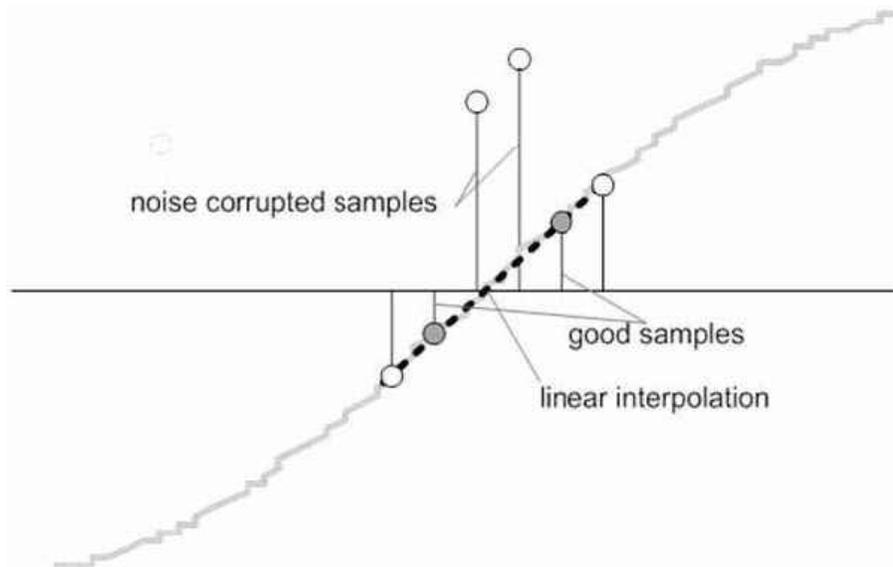


图 4-7. 频率测量

噪声尖峰也会导致错误，因此该应用通过变化率检查来滤除掉可能的错误信号，并确保这两个点是从真正的过零点插入的。例如，对于两个负样本，噪声尖峰会使其中的一个样本成为正样本，从而使该正负对看起来像是有过零。

由此产生的周期间时序会通过一个弱低通滤波器，从而进一步平滑任何周期间变化。这种滤波会产生稳定且准确的频率测量值，并可以容忍噪声。

4.3.2 LED 脉冲生成

此实现方案支持使用频率与能耗量成正比的脉冲来输出能耗。该信息可用于准确校准系统以实现精确的电能测量。通常，测量元件 (MSP432 微控制器) 负责生成与能耗成正比的脉冲。为了有效满足这两项任务的需求，脉冲的生成必须准确且抖动相对较小。尽管时间抖动并不表示准确度不佳，但时间抖动呈现出了仪表整体准确度的负面指示。由于精度的这种负面指示作用，必须将抖动平均化。

此应用使用平均功率来生成这些电能脉冲。平均功率在每个 \overline{DRDY} 端口 ISR 中断时进行累积，从而为前一秒时间范围中的每个中断平均分配前一秒时间范围中累积的电能。此积累过程相当于将功率转化为电能。当累积的电能超过阈值时，便会产生一个脉冲。高于此阈值的电能值将保留下来，然后在下一个中断周期中会有一个新的电能值加到此阈值之上。由于平均功率趋于稳定值，这种产生电能脉冲的方式非常稳定，没有抖动。

此阈值决定了设备制造商规定的电能刻度，并且是一个常数。该刻度通常以每千瓦时的脉冲数为单位或直接以千瓦时为单位进行定义。每个电能刻度都必须产生一个脉冲。例如，在此应用中，有功和无功电能每千瓦时产生的脉冲数设置为 6400。在这种情况下的电能刻度为 1kWh/6400。电能脉冲在接头上生成并可供使用。可通过探测 MSP432 LaunchPad 上的相应引脚来查看脉冲。此设计中具有用于用户可定义的 V-I 映射的有功和无功脉冲。

用于电能指示的脉冲生成 图中显示了脉冲生成流程图。

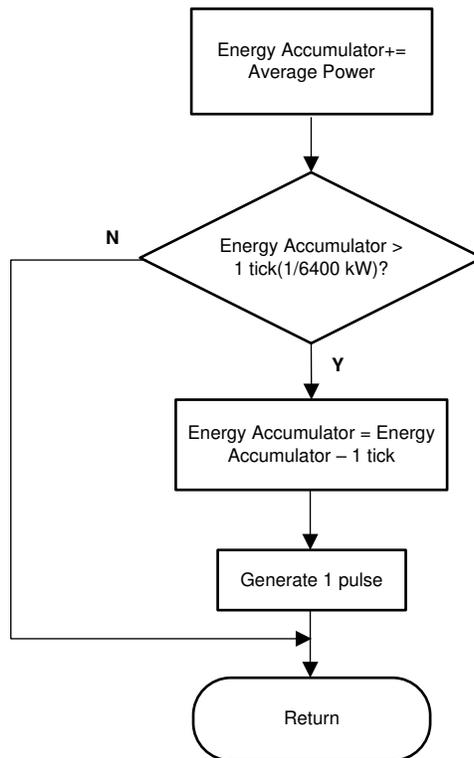


图 4-8. 用于电能指示的脉冲生成

平均功率以 0.001W 为单位，1kWh 阈值定义为：

$$1\text{-kWh 阈值} = 1 / 0.001 \times 1\text{kW} \times (\text{每秒的中断数}) \times (\text{一小时的秒数}) = 1000000 \times 7812.5 \times 3600 = 0x19945CA26200$$

4.3.3 相位补偿

为确保精确测量，用户必须补偿电压和电流样本之间的相对相移。相移补偿的实现由整数部分和小数部分组成。整数部分是通过提供 N 个样本的延迟来实现的。小数部分由在两个样本之间进行插值的单抽头有限脉冲响应 (FIR) 滤波器实现；该滤波器类似于用来为无功电能测量提供 90° 相移电压样本的 FIR 滤波器。在测试软件中，一个查

查找表提供用于创建分数延迟的滤波器系数。查找表提供精细到 $1/256$ 样本的分数相移。此应用中使用的 7812.5Hz 采样率对应于 50Hz 下的 0.0090° 度分辨率。除了滤波器系数之外，查找表中还具有与每组滤波器系数相关联的增益变量。该增益变量用于抵消因使用一组特定滤波器系数而产生的增益。

除了此设计中使用的软件相位补偿，另一种选择是使用 **ADS131M04** 器件上的相位补偿功能。如果使用这种硬件相位补偿方案，则不需要滤波器系数，因此不需要除以滤波器系数的增益。

5 计量精度测试

5.1 测试设置

为了测试设计的计量精度，需要使用源发生器向系统提供 1 个电压和 3 个电流。三个电流中的每一个都使用相同的电压信号进行相应的功率计算。此设计中使用了 230V 的标称电压、1A 的校准电流和 50Hz 的标称频率。在这些电压和电流条件下，每个电压-电流映射都要执行 RMS 增益校准、功率增益校准和功率相位校正。校准好系统后，便可执行计量测试。

对此设计进行校准后，需要将不同的电压和电流条件应用于此设计。当将电压和电流施加到系统后，此设计将针对选定的电压-电流映射，以 6400 个脉冲/kWh 的速率输出有功电能脉冲。该脉冲输出将馈入参考表（在此设计的测试设备中，该脉冲输出集成在用于源发生器的同一设备中），而参考表根据提供给系统的实际电能和由此设计的有功电能输出脉冲确定的电能测量值，确定这个电压-电流映射的电能百分比误差。除了电能误差测试之外，还要执行 RMS 电压百分比误差测试、RMS 电流百分比误差测试以及有功功率百分比误差测试。低电流下的脉冲之间的时间相对较长，因此与低电流下有功功率读数的平均时间相比，低电流下的有功电能读数的平均间隔要大得多。有功电能读数的平均时间越长，最终达到平均数的噪声就越多，这使得有功电能百分比误差读数的结果比有功功率百分比误差读数更好。

对于有功电能误差，电流介于 50mA 到 20A 之间。在馈入参考设计的电压和电流波形之间需要应用 0° （单位功率因数）、 60° （0.5 功率因数，感性）和 -60° （0.5 功率因数，容性）的相移。根据有功电能输出脉冲的误差，可在 0° 、 60° 和 -60° 相移条件下为每个电压-电流映射创建有功电能百分比误差与电流间的关系图。在测试电压-电流映射的精度时，需要对所有电压-电流映射同时应用相同的电流和相移。

为了测试 RMS 精度，我们使用了 GUI 中的 RMS 读数，因为用于电能精度测试的脉冲输出不能用于 RMS 电压和电流的精度测试。对于电压测试，每个相位施加 1A 电流，同时每个相位上的电压在 9 - 270V 之间变化。施加每个电压后，等到读数稳定，然后记录 GUI 中针对每个相位产生的 RMS 电压读数。从 GUI 获得测得的 RMS 电压读数后，需要从参考表获得实际的 RMS 电压读数，这是必要步骤，因为源发生器可能无法精确生成所需的电压值，尤其是在小电压下。使用由参考表测得的 RMS 电压和 GUI 中的 RMS 电压值，即可计算出 RMS 电压百分比误差。使用类似的过程可以计算出 RMS 电流百分比误差和有功功率百分比误差，但需要针对每个相位使用 230V 电压以及介于 100mA 到 20A 之间的电流。

5.2 结果

本节提供测试结果的详细信息。

表 5-1. 电压-电流 A 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系

电流 (A)	0°	60°	-60°
0.05	0.066	0.016	-0.079
0.1	0.062	0.03	-0.054
0.25	0.036	-0.009	-0.074
0.5	-0.036	-0.023	0.033
1	-0.0003	0.04	-0.0637
2	-0.0105	0.052	-0.059
5	-0.0263	-0.011	-0.064
7.5	-0.017	-0.007	-0.05
10	-0.0273	-0.022	-0.056
12.5	-0.072	-0.048	-0.118
15	-0.0923	-0.075	-0.124
17.5	-0.121	-0.094	-0.136
20	-0.12	-0.117	-0.117

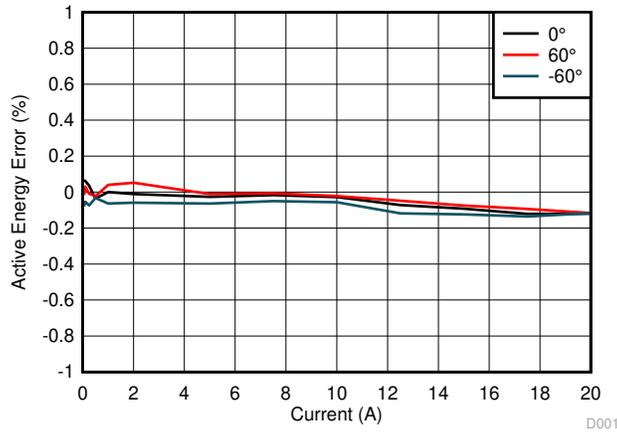


图 5-1. 电压-电流 A 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系

表 5-2. 电压-电流 B 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系

电流 (A)	0°	60°	-60°
0.05	-0.095	-0.067	0.037
0.1	-0.066	-0.102	-0.054
0.25	-0.083	0	-0.068
0.5	0.028	-0.023	-0.001
1	-0.013	-0.003	-0.03
2	-0.049	-0.014	-0.026
5	-0.014	-0.044	-0.035
7.5	-0.033	-0.064	-0.037
10	-0.043	-0.084	-0.031
12.5	-0.1	-0.107	-0.103
15	-0.133	-0.107	-0.108
17.5	-0.151	-0.137	-0.129
20	-0.13	-0.173	-0.125

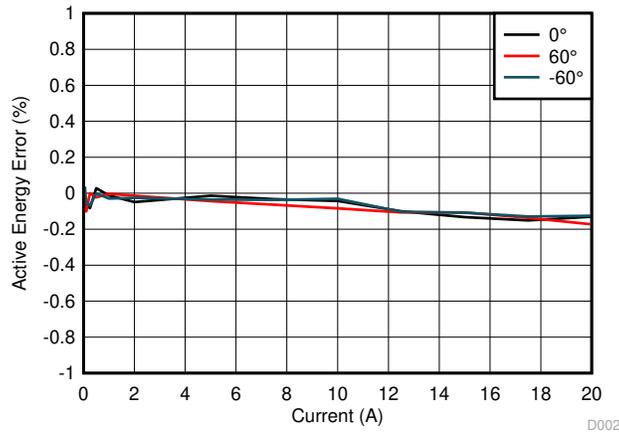


图 5-2. 电压-电流 B 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系

表 5-3. 电压-电流 C 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系

电流 (A)	0°	60°	-60°
0.05	0.061	0.049	0.112
0.1	-0.02	0.139	-0.062
0.25	-0.024	0.058	0.111
0.5	-0.03	0.039	-0.065
1	-0.016	-0.022	0
2	-0.0243	0.027	-0.08
5	-0.0257	0.032	-0.035
7.5	-0.022	-0.01	-0.067
10	-0.0623	0.011	-0.062
12.5	-0.0823	-0.023	-0.155
15	-0.1	-0.057	-0.135
17.5	-0.153	-0.11	-0.151
20	-0.153	-0.127	-0.207

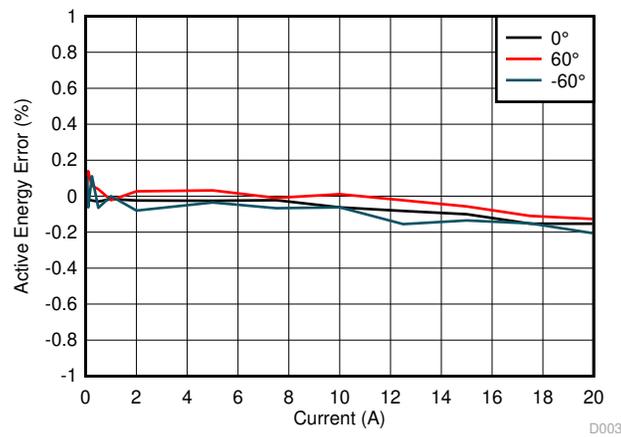


图 5-3. 电压-电流 C 映射的有功电能百分比误差与电流间的关系

表 5-4. RMS 电流 A 百分比误差

电流 (A)	GUI 电流读数 (A)	参考表读数 (A)	百分比误差
0.1	0.101219	0.10005	1.1684
0.25	0.25053	0.25001	0.2080
0.5	0.5002	0.50002	0.0360
1	1.00053	1.0001	0.0430
2	2.0008	2.0001	0.0350
5	4.99939	4.9996	-0.0042
7.5	7.501	7.4991	0.0253
10	9.99727	10.001	-0.0373
12.5	12.5031	12.507	- 0.0312
15	14.9977	15.003	-0.0353
17.5	17.4938	17.501	-0.0411
20	19.9816	20	-0.0920

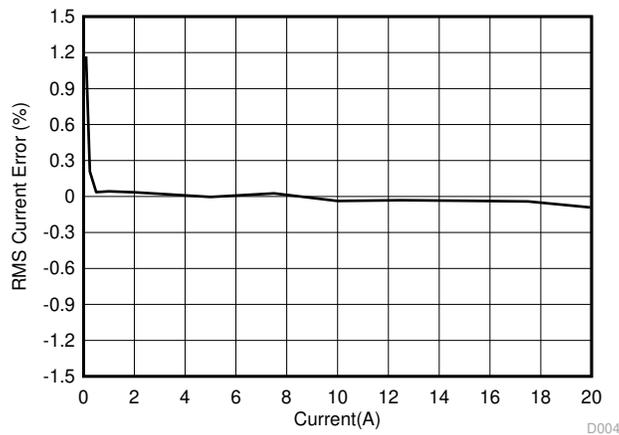


图 5-4. RMS 电流 A 百分比误差

表 5-5. RMS 电流 B 百分比误差

电流 (A)	GUI 电流读数 (A)	参考表读数 (A)	百分比误差
0.1	0.10118	0.099974	1.2063
0.25	0.250601	0.24996	0.2564
0.5	0.500613	0.4999	0.1426
1	1.00036	1.0001	0.0260
2	2.00081	2.002	-0.0594
5	5.00075	4.9988	0.0390
7.5	7.49846	7.4982	0.0035
10	9.99771	9.9977	0.0001
12.5	12.4902	12.504	-0.1104
15	14.9914	15	-0.0573
17.5	17.483	17.502	-0.1086
20	19.9802	20.002	-0.1090

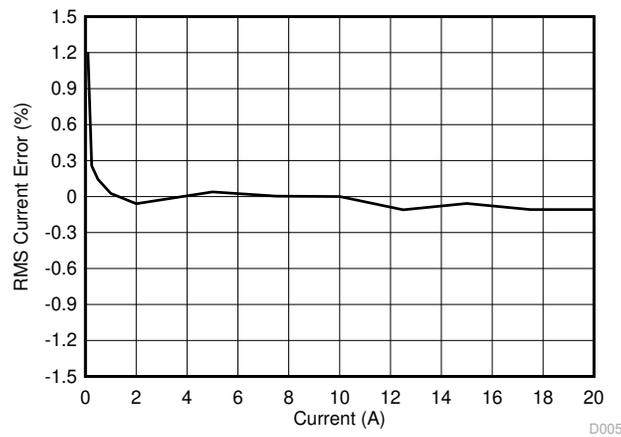


图 5-5. RMS 电流 B 百分比误差

表 5-6. RMS 电流 C 百分比误差

电流 (A)	GUI 电流读数 (A)	参考表读数 (A)	百分比误差
0.1	0.101275	0.1	1.2750
0.25	0.25027	0.24996	0.1240
0.5	0.499771	0.4999	-0.0258
1	0.999515	0.99991	-0.0395
2	1.99821	2	-0.0895
5	4.99569	4.9989	-0.0642
7.5	7.49579	7.4988	-0.0401
10	9.98942	10	-0.0938
12.5	12.4857	12.504	-0.1464
15	14.9768	15	-0.1547
17.5	17.4664	17.499	-0.1863
20	19.9472	19.999	-0.2590

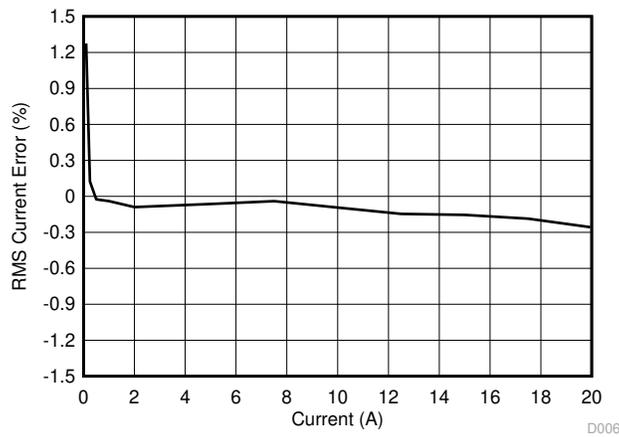


图 5-6. RMS 电流 C 百分比误差

表 5-7. RMS 电压百分比误差

电压 (V)	GUI 电压读数 (V)	参考表读数 (V)	百分比误差
9	9.001	9.005	-0.0444
10	10	10.004	-0.0400
30	29.996	30.003	-0.0233
50	49.991	50.004	-0.0260
70	69.995	70.012	-0.0243
100	99.983	100.01	-0.0270
120	119.982	120.02	-0.0317
140	139.99	140.03	-0.0286
160	159.977	160.01	-0.0206
180	179.992	180.03	-0.0211
200	199.98	200.03	-0.0250
220	219.978	220.05	-0.0327
230	229.971	230.05	-0.0343
240	239.993	240.06	-0.0279
270	270	270.08	-0.0296

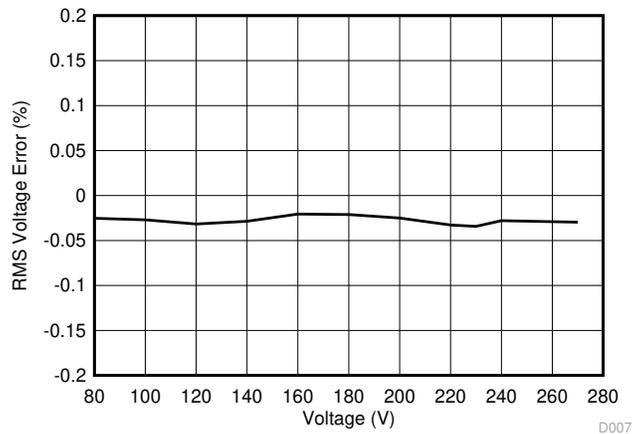


图 5-7. RMS 电压百分比误差

表 5-8. 电压-电流 A 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)

电流 (A)	GUI 有功功率读数 (W)	参考表读数 (W)	百分比误差
0.1	23.046	23.016	0.1303
0.25	57.489	57.515	- 0.0452
0.5	115.053	115.02	0.0287
1	230.021	230.07	-0.0213
2	460.111	460.12	- 0.0020
5	1149.75	1150.2	-0.0391
7.5	1725.35	1725.2	0.0087
10	2299.41	2300.7	-0.0561
12.5	2875.52	2877	-0.0514
15	3449.55	3451.8	-0.0652
17.5	4021.51	4026.2	-0.1165
20	4596	4601	-0.1087

表 5-9. 电压-电流 A 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (60° 相移) 电压-电
流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)

电流 (A)	GUI 有功功率读数 (W)	参考表读数 (W)	百分比误差
0.1	11.46	11.504	-0.3825
0.25	28.783	28.744	0.1357
0.5	57.539	57.491	0.0835
1	115.137	115.05	0.0756
2	230.057	229.95	0.0465
5	574.89	574.84	0.0087
7.5	862.212	862.39	-0.0206
10	1150.5	1150.3	0.0174
12.5	1436.45	1437.7	-0.0869
15	1724.55	1725	-0.0261
17.5	2010.12	2012	-0.0934
20	2297.69	2299.4	- 0.0744

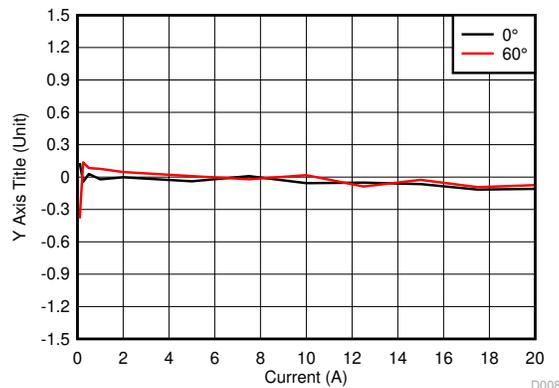


图 5-8. 电压-电流 A 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (90° 相移)

表 5-10. 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)

电流 (A)	GUI 有功功率读数 (W)	参考表读数 (W)	百分比误差
0.1	23.023	23.002	0.0913
0.25	57.48	57.501	-0.0365
0.5	115.07	114.99	0.0696
1	230.017	229.99	0.0117
2	460.1928	460	0.0419
5	1149.66	1149.8	-0.0122
7.5	1724.5	1725	-0.0290
10	2299.43	2299.9	-0.0204
12.5	2873.59	2875.1	-0.0525
15	3446.3	3450.6	-0.1246
17.5	4020.2	4026.5	-0.1565
20	4595	4600	-0.1087

表 5-11. 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (60° 相移)

电流 (A)	GUI 有功功率读数 (W)	参考表读数 (W)	百分比误差
0.1	11.547	11.501	0.4000
0.25	28.76	28.745	0.0522
0.5	57.594	57.501	0.1617
1	114.998	115.01	-0.0104
2	230.049	229.94	0.0474
5	574.649	574.99	-0.0593
7.5	862.059	862.46	-0.0465
10	1149.61	1150	-0.0339
12.5	1435.72	1436.9	-0.0821
15	1722	1724.2	-0.1276
17.5	2008.68	2010.9	-0.1104
20	2295.41	2299.2	-0.1648

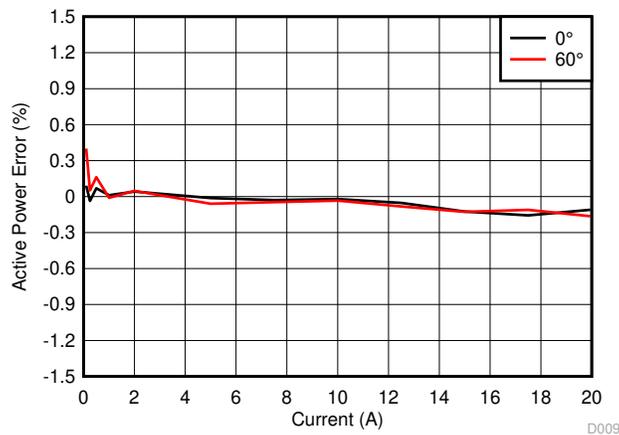


图 5-9. 电压-电流 B 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系

表 5-12. 电压-电流 C 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (0° 相移)

电流 (A)	GUI 有功功率读数 (W)	参考表读数 (W)	百分比误差
0.1	22.999	23.005	-0.0261
0.25	57.5	57.499	0.0017
0.5	115	114.99	0.0087
1	229.914	230.02	-0.0461
2	459.885	460.1	-0.0467
5	1150	1149.52	0.0418
7.5	1724.74	1725.1	-0.0209
10	2299.2	2300.3	-0.0478
12.5	2873.22	2876.2	-0.1036
15	3447.22	3450.8	-0.1037
17.5	4020.78	4025.5	-0.1173
20	4590.42	4600.4	-0.2169

表 5-13. 电压-电流 C 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系 (60° 相移)

电流 (A)	GUI 有功功率读数 (W)	参考表读数 (W)	百分比误差
0.1	11.469	11.498	-0.2522
0.25	28.729	28.687	0.1464
0.5	57.47	57.458	0.0209
1	114.922	114.99	-0.0591
2	229.8	229.885	-0.0370
5	574.507	574.61	-0.0179
7.5	862.051	862.14	-0.0103
10	1149.32	1149.8	-0.0417
12.5	1434.67	1436.2	-0.1065
15	1721.22	1723.1	-0.1091
17.5	2007.75	2010.3	-0.1268
20	2292.83	2297.1	-0.1859

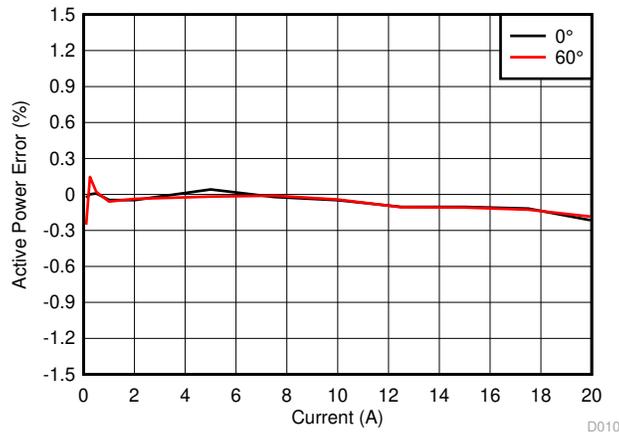


图 5-10. 电压-电流 C 映射的有功功率百分比误差与电流间的关系

6 原理图

图 6-1 到图 6-3 展示了原理图。

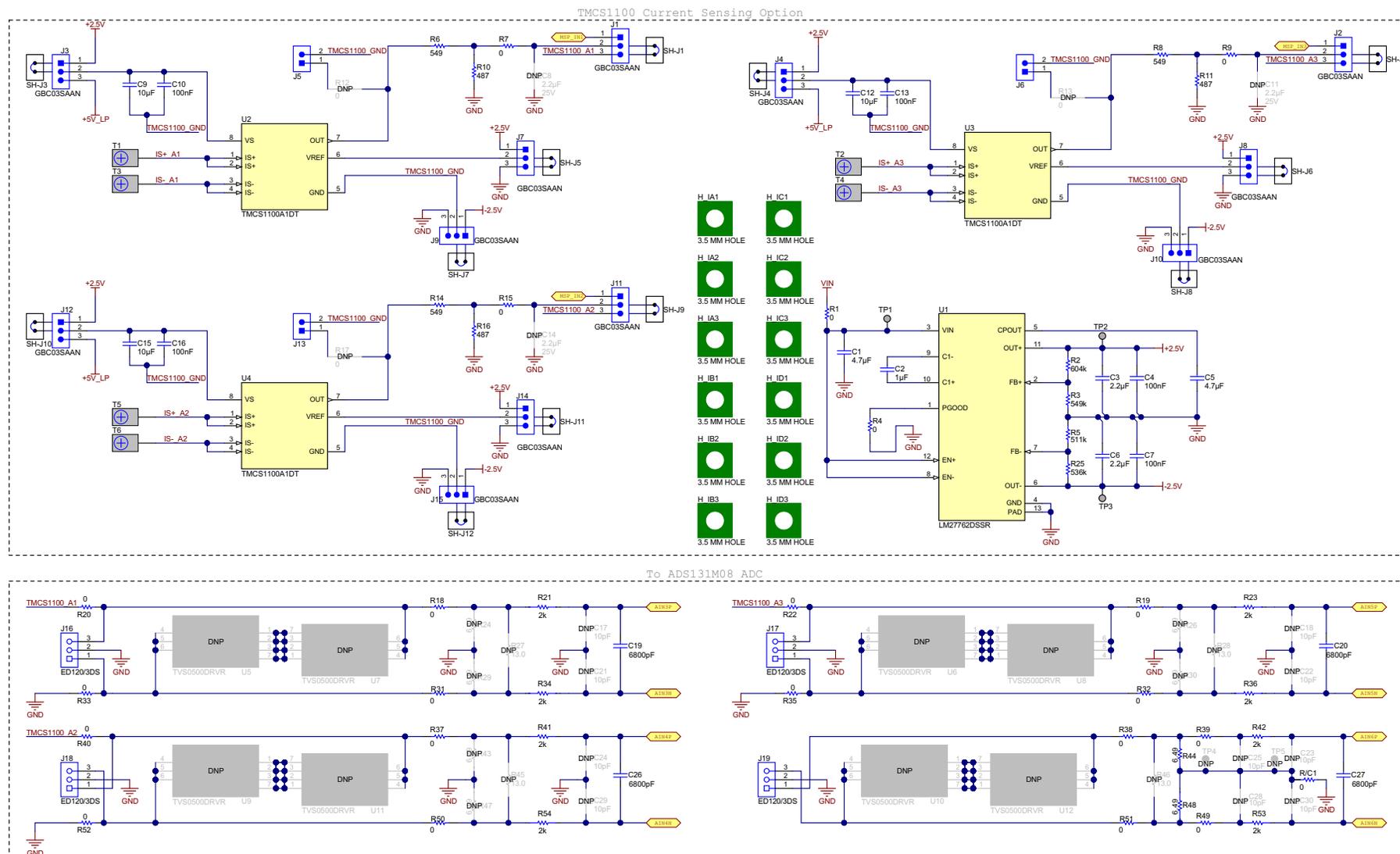


图 6-1. 原理图第 1 页

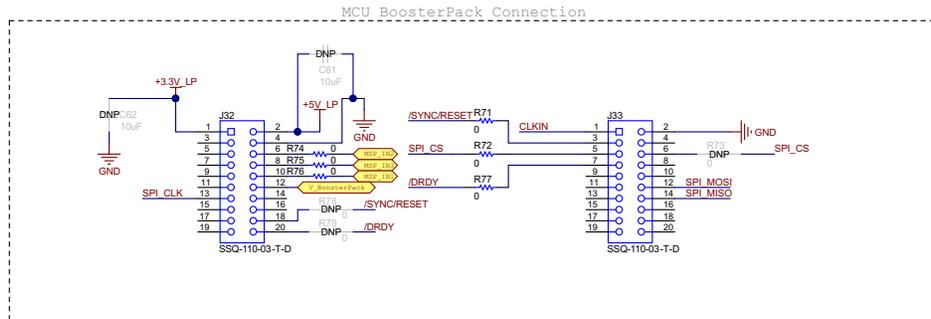
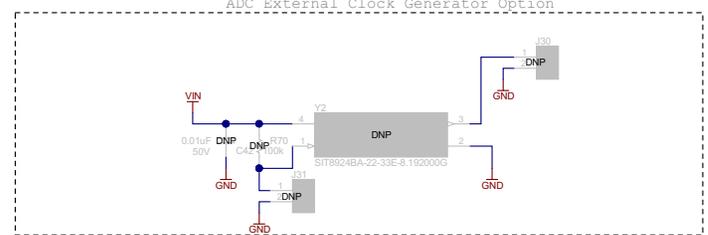
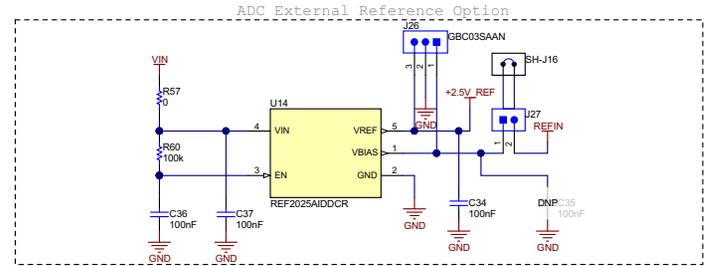
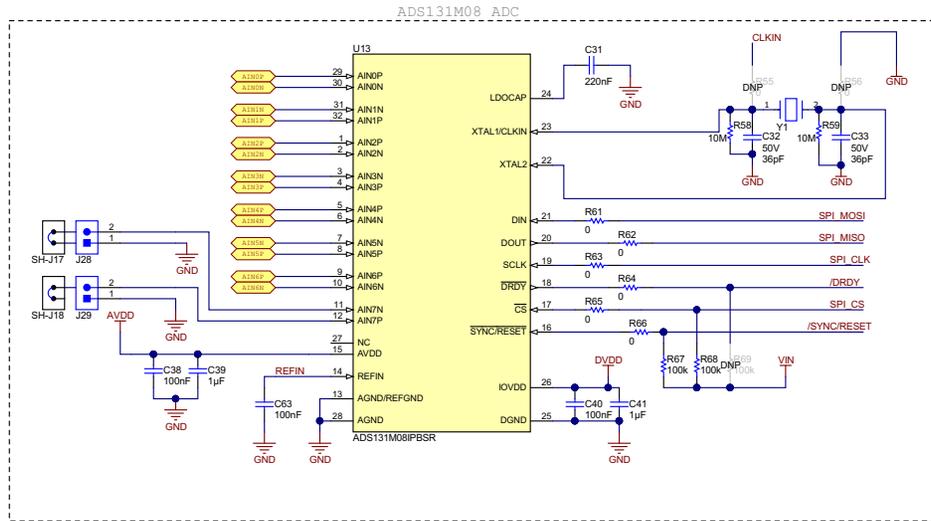
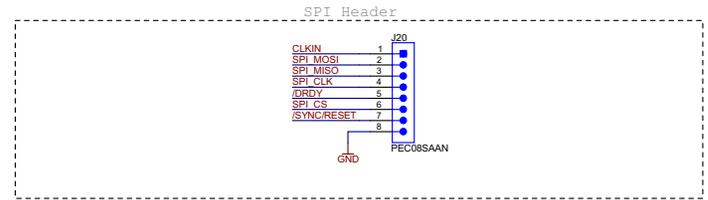
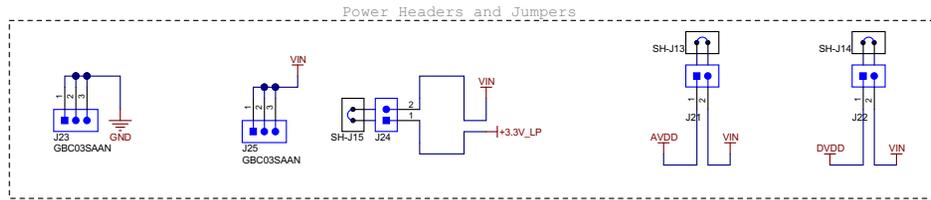
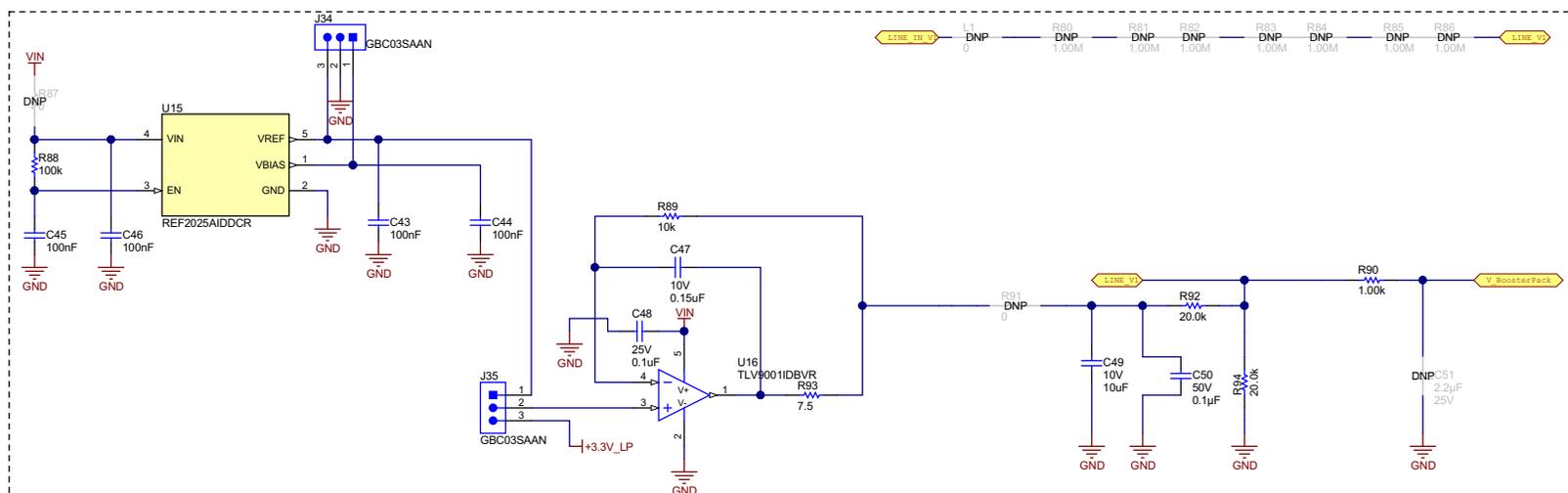


图 6-2. 原理图第 2 页

LaunchPad PDU Voltage Sensing Option



ADS131M08 Voltage Sensing Option

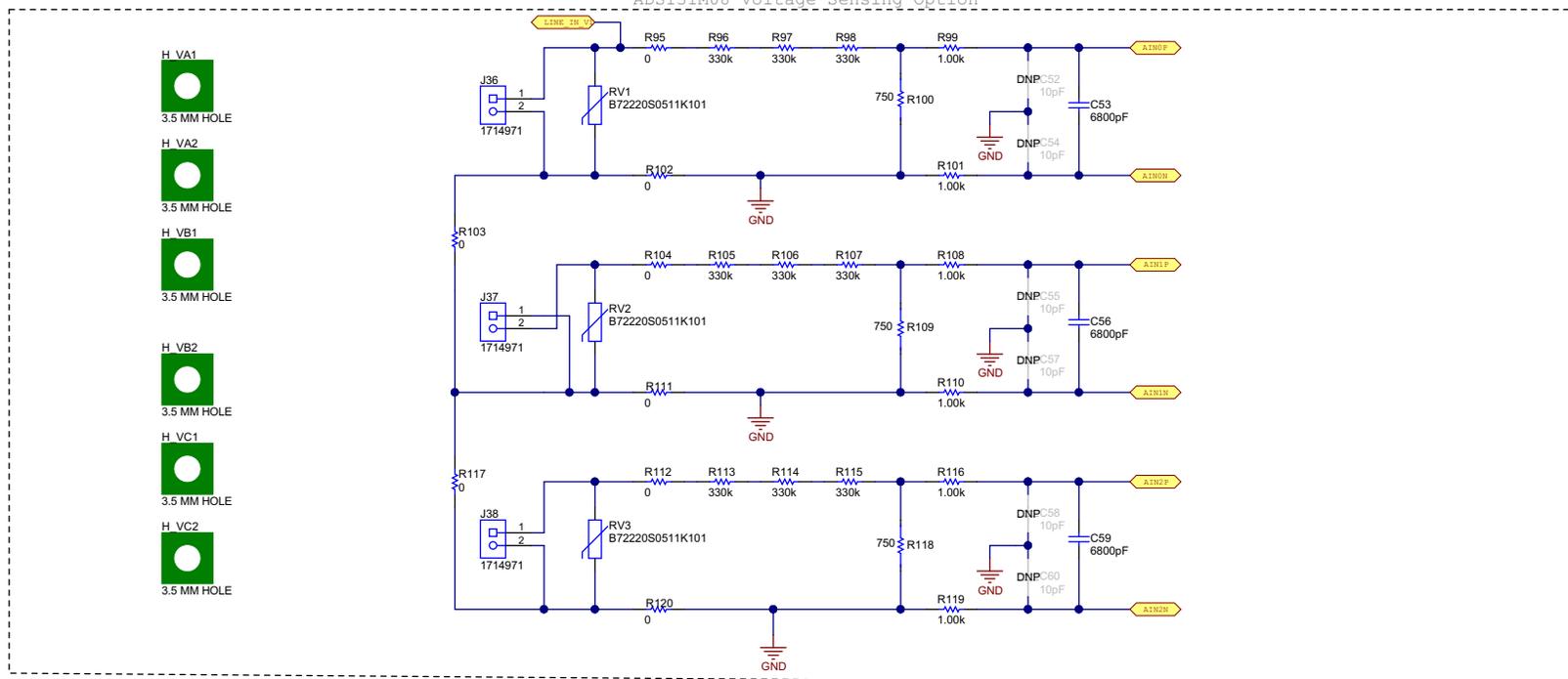


图 6-3. 原理图第 3 页

7 参考文献

- 德州仪器 (TI), [ADS131M08 8 通道、同步采样、24 位 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ ADC 数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [具有 \$\pm 600V\$ 工作电压的 TMCS1100 1% 高精度、基本型隔离、霍尔效应电流传感器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [LM27762 低噪声正负输出集成式电荷泵与 LDO 数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [隔离式 RS-232 转 UART 转换器参考设计](#)
- 德州仪器 (TI), [SimpleLink™ MSP432P4111 高精度 ADC MCU LaunchPad™ 开发套件](#)

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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司