

Design Guide: TIDA-010944

单相和分相分流电能计量参考设计



说明

此参考设计使用一个隔离式和一个非隔离式独立多通道模数转换器 (ADC) 及两个分流器, 实现了一款单相电能测量 (带中性线) 或分相电能测量子系统。分流传感器和低功耗线性 3D 霍尔效应传感器 (TMAG5273) 相结合, 可提供保护并能够检测磁篡改攻击。该参考设计在 4000:1 输入范围 (25mA - 100A) 内以 4kHz 的采样率实现 0.2 S 级精度, 并使用 TI Arm® Cortex®-M0+ 主机微控制器计算计量参数。MSPM0-SDK 版本中实现了必要的软件功能: 2.01.00.03 可使用 TI Code Composer Studio™ 进行编译。

资源

TIDA-010944	设计文件夹
MSPM0G1106	产品文件夹
AMC131M03、ADS131M02	产品文件夹
TMAG5273	产品文件夹
ISO6731	产品文件夹

特性

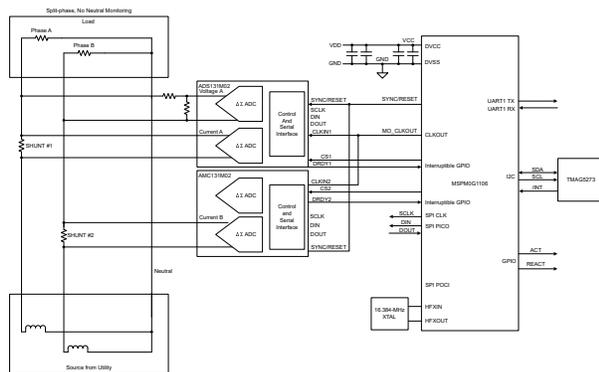
- 适用于电表的单相双线 (1P2W) 0.2 S 级并联计量子系统
- 适用于电表的分相双线 (2P2W) 0.2 S 级并联计量子系统
- 能量计量软件, 脉冲输出连接到参考测试系统, 并在 Microsoft® Windows® PC GUI 上显示结果
- 有功和无功电能和功率、均方根 (RMS) 电流和电压、功率因数以及线路频率计算
- 能够使用线性 3D 霍尔效应传感器检测磁篡改
- 在 25mA 至 100A、120V 电压下进行了测试, 包括 RS-232 5kV_{RMS} 隔离接口

应用

- 电表
- 电源品质测定器
- 电能质量分析仪
- 交流充电 (桩) 站



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

TIDA-010944 参考设计具有以下各部分描述的属性。

1.1 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

特性	说明
相位数	1 或 2 (通过分流器测量每个相电流) , 通过电阻分压器测量单个电压
精度等级	0.2 S 级
动态范围	1:10000 (针对 1:1000 或 100mA - 100A 测试精度)
电流传感器	分流器
测试电流范围	0.1A - 100A
测试电压范围	10V - 270V
ADS131M02 和 AMC131M03 CLKIN 频率	8,192,000Hz (可通过更改 XTAL Y1 进行修改)
ADS131M02 和 AMC131M03 Δ - Σ 调制时钟频率	4,096,000Hz (= CLKIN / 2)
SPI 时钟	19,968MHz (G1106)
过采样率 (OSR)	1024
数字滤波器输出采样率	4000 个样本/秒 (默认) (可根据寄存器设置进行调节)
相位补偿实现	软件
相位补偿分辨率	0.0176° (50Hz 时) 或 0.0211° (60Hz 时)
选用的 CPU 时钟频率	79.87MHz
系统标称频率	50Hz 或 60Hz
测量的参数	<ul style="list-style-type: none"> 有功功率、无功功率、视在功率和电能 均方根 (RMS) 电流和电压 功率因数 线路频率
被测参数的更新速率	约等于 1 秒
通信选项	具有 UART 的 PC GUI (隔离式 RS -232 连接器或 J4 接头上的非隔离式)
使用的 LED	2 个 LED : 有功电能和无功电能
电路板电源	3.3V 和 GND

1.2 终端设备

电表和**电能质量监测仪**是两种常用的系统设计，可实现精确电能测量并符合国际电工委员会 (IEC)、(EN) 和美国国家标准协会 (ANSI) 标准，具有用于计算最相关计量参数 (例如总相位和每相位有功 (kWh)、无功 (kvarh) 和视在能量 (kVAh)) 的常见功能。可以计算多相电能测量系统中的多个电能质量参数，包括：

- 每相位电压总谐波失真 (THD)
- 每相位电流 THD
- 相间电压角度
- 每相位过零

1.3 电表

公用事业提供商和客户越来越需要电表具备更多功能，由于电表的精度要求和预期处理量都在快速增加，因此仅靠单个计量片上系统 (SoC) 解决这些问题是越来越难。具有独立 ADC 和主机微控制器 (MCU) 的双芯片方法有助于克服电表 SoC 的局限性，并实现可针对成本或性能进行优化的混合和匹配解决方案。

使用具有集成电源和数据隔离功能的出色、精确、独立式 ADC (例如 AMC131M03) 具有以下优势：

- 能够满足最严格的精度要求
- 能够满足应用特定产品或计量 SoC 有时无法达到的最低采样率要求 (不影响精度)
- 能够根据应用要求, 例如每秒百万条指令 (MIPS) 的处理能力、最小随机存取存储器 (RAM) 和闪存区域、通信模块 (例如串行外设接口 (SPI)、通用异步接收器/发送器 (UART)、内部集成电路 (I2C)、实时时钟 (RTC) 和连续转置导体 (CRC) 模块) 的数量, 灵活选择主机 MCU。

为了正确测量能耗, 电压和电流传感器将市电电压和电流转换为 ADC 可以检测的电压范围。使用多相配电系统时, 必须将电流传感器相间隔离, 以便传感器可以正确检测从一条或两条不同线路汲取的电流 (在测量零线或采用分相配置时), 而不会损坏 ADC。此设计使用两个具有成本效益、不受磁篡改影响的分流传感器, 可以实现具有可选中性线测量功能的单相电表或具有双电流单电压配置的分相电表。

TIDA-010944 是一款 0.2 S 级高精度单相或分相分流电表参考设计, 它采用一个三通道独立隔离式 AMC131M03 ADC、一个非隔离式双通道独立 ADS131M02 ADC 和一个具有成本效益的 MSPM0G1106 MCU。此参考设计还可用于在电动汽车 (EV) 充电器和交流壁挂式充电箱等常用产品中进行电能计量。非隔离式 ADC 检测 A 相的电流和电压, 而非隔离式 ADC 用于对中性线或 B 相进行电流监控, 具体取决于所使用的配置。

TIDA-010944 固件专门支持单相中性线或分相电能测量的多种计量参数计算。可以从校准 GUI 或通过连接到参考计量测试系统的 ACT 和 REACT 脉冲输出查看这些参数。

- 总的和每相的有功 (kWh)、无功 (kvarh) 和视在电能 (kVAh), 具有脉冲生成输出
- 总的和每相的有功 (kW)、无功 (kvar) 和视在功率 (kVA)
- 每相电压和电流的均方根 (RMS)
- 功率因数
- 线路频率

1.4 电能质量监测仪, 电能质量分析仪

除了用于电表外, 这种单相或分相 ADC 架构还适用于电能质量分析仪和电能质量监测仪以及电动汽车充电器或交流充电器 (也称为壁挂式充电箱)。此终端设备用于帮助公用事业和工业企业测量某些电能质量参数以监测和控制电能质量, 如电压谐波、电流谐波、电源电压骤降、电源电压骤升以及其他参数。对于所有设备来说, 计算电能质量参数需要大量的计算。此外, 能够满足不同电源质量参数的精度要求也很重要, 正如本设计中的做法, 这种要求是可以通过采用独立式 ADC 和单独主机 MCU 或 MPU 器件来充分满足的。

电能质量监测仪和电能质量分析仪通常测量的两个参数是电压谐波和电流谐波。系统设计人员需要实现相干采样, 以实现最准确的谐波计算。实施相干采样的一种方法是, 根据市电频率改变采样时钟。本设计中的独立式 ADC 能够接受变化时钟, 因此本设计可以支持相干采样。虽然本设计中独立式 ADC 的时钟可以变化, 但本设计不支持相干采样, 原因是无法以适当的精细分辨率改变从主机 MCU 到独立式 ADC 的采样时钟。

2 系统概述

2.1 方框图

TIDA-010944 方框图有两种配置：单相（A 相和中性线，1P2W，Y 型）或分相（A 相至 B 相，2P2W， Δ 型）配置。

在分相配置中，测量 A 相和 B 相之间的电压，相位相隔 180 度。

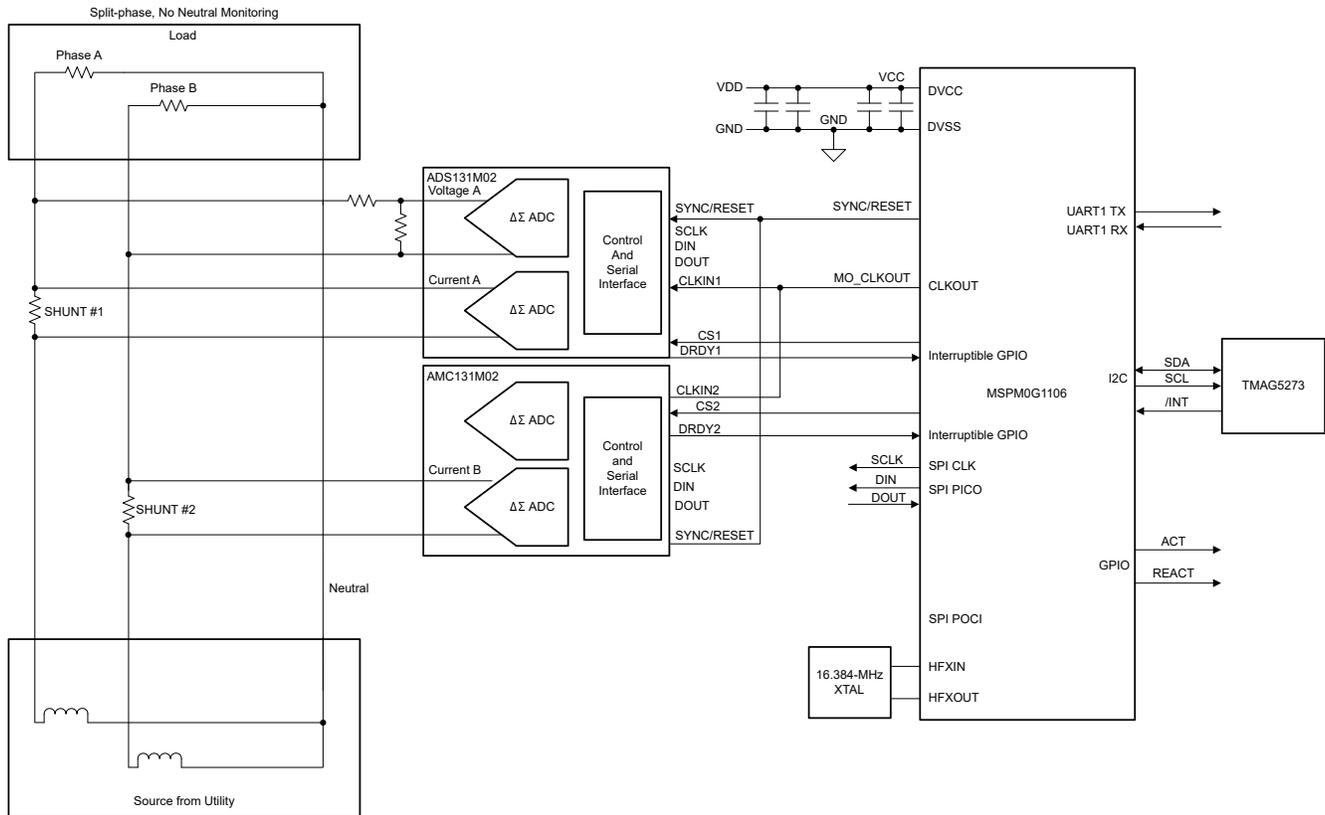


图 2-1. 分相电能测量配置

在单相配置中，直接测量 A 相（或线路）相电压以及 A 相和中性线上的两个电流。非隔离式 ADS131M02 独立 ADC 用于测量 A 相的电流和电压，而 AMC131M03 仅测量通过中性线的电流。

在 2 个相位中的每个相位上使用单独的分流传感器进行电流测量，而使用简单的分压器对 A 相与中性相或 A 相和 B 相之间的相应电压进行分压。分流器的选择基于电能测量所需的电流范围，常用值在 $150\ \mu\Omega$ 至 $200\ \mu\Omega$ 范围内，假设必须测量每相最大电流 60A-120A。

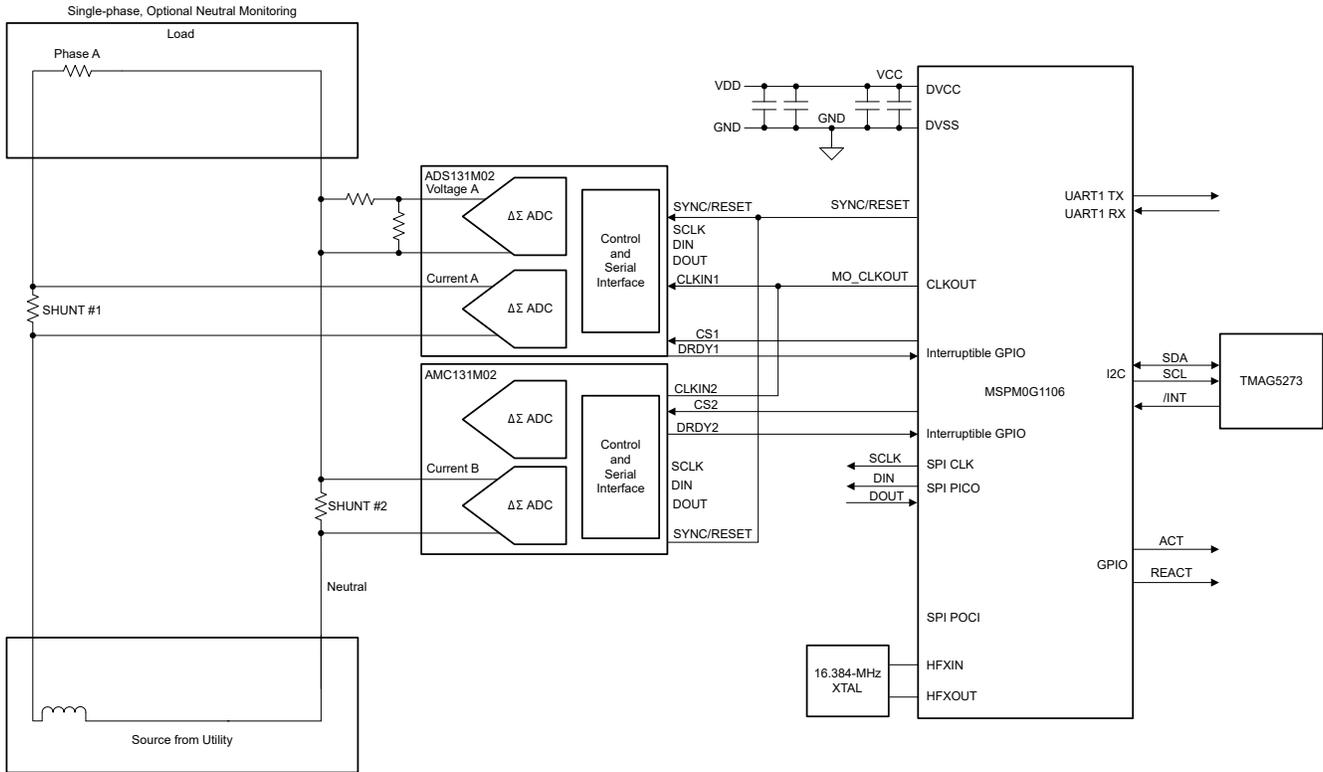


图 2-2. 具有中性线的单相电能测量

在此设计中，一个 AMC131M03 和一个 ADS131M02 器件通过以下方式与 MSPM0+ MCU 交互：

1. 一个外部 16.384MHz XTAL 为 MSPM0G1106 HFXIN 和 HFXOUT 引脚供电，并且通过一个 2 分频的内部分压器来创建 M0_CLKOUT 信号，在两个 ADC 之间共享。
2. AMC131M03 和 ADS131M02 器件将 CLKIN 输入进行 2 分频，并使该分频时钟用作 Δ - Σ 调制时钟。
3. SPI_SCLK (SPU 总线时钟) 信号 (来自作为 SPI 控制器的 MCU 的输出) 被馈送到这两个 ADC 以获得同步 SPI 数据传输。
4. 两个 ADC 共享 SPI_SCLK、PICO 和 POCI 线路，确保所有 ADC 在共享的 SPI 总线上同步运行。
5. 使用了两条单独的 \overline{CS} 线路，这些线路由 MSPM0+ MCU 的 SPI 外设自动控制。
6. 当新的 ADC 样本就绪时，每个 AMC131M03 和 ADS131M02 器件会将 $\overline{DRDY1}$ 和 $\overline{DRDY2}$ 输出引脚置为有效，从而提醒 MCU 有新的数据样本可用。
7. 此外，MCU 还通过 J4 上的隔离式 RS232 端口或非隔离式 UART 连接与 PC GUI 进行通信。
8. 来自 MCU 的 ACT 和 REACT 输出信号表示用于精确测量和校准的有功和无功电能脉冲。这两个信号都是根据参考表校准电表所需的强制信号。

2.2 设计注意事项

虽然在该双层 PCB 上使用 AMC131M03，但如果只需要测量电流和电压，双通道版本 AMC131M02 就足够了。AMC131M03 中的第三个通道可根据需要支持在分流传感器上进行温度测量。

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 ADS131M02 器件的正常输入电压范围。该独立式 ADC 具有较大的动态范围，而测量电压时只需较小的范围，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 ADS131M02 电压输入通道的电压，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。

2.2.1 使用 TMAG5273 线性 3D 霍尔效应传感器进行磁篡改检测

在电表附近加一块强力永磁体或交流磁体来篡改电表是一种常见的非侵入式窃电方法。永磁体或交流磁场会影响一些电表元件，比如电流互感器电流传感器、分流器电流传感器 (分流器仅受交流磁体影响) 或任何电源变压

器。由于这些组件容易受到磁篡改这一劣势，公用事业客户的电力收费会减少，从而实质上使消费者产生窃取电力的行为。

考虑到仪表容易遭受磁篡改，仪表中通常会使用磁传感器来检测外部磁场，进而采取适当的措施，如中断电表服务或对磁篡改处以罚款。在这种设计中，磁篡改检测由 TMAG5273 线性 3D 霍尔效应传感器来完成，与其他磁感应器件和设计相比，它具有以下优势：

- **易于组装：**霍尔效应传感器通常不像簧片开关那样脆弱，不会在组装过程中断裂。
- **只需一个表面贴装 IC：**TMAG5273 进行三向感应只需一个表面贴装 IC 用于 3D 线性霍尔效应传感器，而不像 1D 霍尔效应传感器需要三个 IC。因此，3D 线性霍尔效应传感器可实现更紧凑的印刷电路板 (PCB) 布局布线。此外，1D 霍尔效应传感器方案需要穿孔传感器来检测某些方向，与之相比，仅采用表面贴装的实现方案可以降低 PCB 制造成本。
- **灵活定义磁篡改阈值：**由于 3D 线性霍尔效应传感器提供的是与实际检测的磁通密度值相关的信息，因此可以选择每个轴的磁篡改阈值，只要在 3D 线性霍尔效应传感器的磁感应范围内即可。这样便可以配置对篡改的定义，该定义可能因设计而异，这是因为所检测的磁通量密度依赖于磁体到传感器的距离，以及待检测外部磁体的特性。对于具有固定磁性工作点 (B_{OP}) 阈值的霍尔效应开关来说，无法实现这样的灵活性。为了找到适当的篡改阈值定义，可以使用 [磁性计算工具](#)，以便确定在不同磁体与传感器距离以及必须检测的磁体类型下的最终磁通密度。然后可以设置磁性阈值，使之低于传感器在暴露于预期篡改情况时检测到的磁通密度。通常，期望的做法是将阈值设置得足够小，以便检测出篡改磁体，同时也要足够大，确保当附近的设备产生不影响仪表功能的磁场时，系统不会出现误报。磁体与传感器距离依赖于传感器在 PCB 上的位置以及电表外壳的尺寸。对于小型系统，可以将磁传感器放置在电路板中心附近，使整个仪表外壳实现对称检测覆盖，或者可以将磁传感器放置在会受磁篡改影响的任何组件旁。对于大型系统，比如某些多相仪表，有时仅凭一个磁传感器无法检测整个仪表表面的篡改，因此可以使用多个 3D 霍尔效应传感器，将它们彼此摊开放置在 PCB 上，以便覆盖较大的检测区域。TMAG5273 有四组可订购器件，它们在出厂时预设了不同的 I2C 地址，从而使多个器件能够共享相同的 I2C 总线。
- **能够在多个器件功率模式之间进行变换：**TMAG5273 支持在多个功率模式之间切换，具体取决于是否需要降低系统电流消耗。TMAG5273 具有进行测量的工作模式、电流消耗极低的睡眠模式，以及会在工作模式和睡眠模式之间自动切换的占空比模式。以下列表描述了电表不同功耗模式的典型用例：
 - 工作模式用于进行测量，在不同的功率模式中所需的功率最大。一个示例场景是，当可使用市电，并且仪表由交流/直流电源供电时，通常会使用工作模式。由交流/直流电源供电时，TMAG5273 相对较高的工作模式电流消耗 (2.3mA) 可以忽略不计。
 - 在占空比模式下，器件会进行测量，然后在用户指定的一段时间内自动进入睡眠状态。占空比模式有益于在检测磁篡改的同时尽可能降低电流消耗，如在使用备用电池运行时，需要进行低速磁篡改检测。要降低占空比模式下的平均电流消耗，可以选择较长的睡眠时间。选择睡眠时间时，应将睡眠时间设置为小于所需的磁测量响应时间。例如，如果要使用唤醒和睡眠模式每 2ms 检测一次磁篡改，请将睡眠时间设置为 1ms，而不是 1 秒。
 - 在睡眠模式下，器件不会进行任何磁性测量。唤醒和睡眠模式的替代方法是，通过 MCU 将传感器手动设置为睡眠模式，然后经过所需的睡眠时间，手动将传感器设置为唤醒状态。这需要更多的 MCU 开销；但是，如果 MCU 要拥有唤醒和睡眠模式，从而允许 MCU 在每个唤醒和睡眠模式周期内重新配置 TMAG5273，则该选项可以降低系统电流消耗。如果系统不需要在使用备用电池运行时检测磁篡改，可以在使用电池运行时，直接使 TMA5273 进入睡眠模式，以便降低系统电流消耗，然后在系统能够再次使用交流/直流电源时恢复工作模式。
- **检测到磁篡改时 GPIO 引脚中断（依赖于器件）：**当检测到任何轴的磁通密度超过用户定义的磁性开关阈值时，TMAG5273 能够设置一个中断引脚。为了检测篡改，用户可以将用于中断的磁性开关点设置为所需的磁篡改阈值。当 MCU 处于低功耗模式时，霍尔效应传感器的中断引脚可以唤醒微控制器，并且微控制器无需读取霍尔效应传感器即可确定是否存在磁篡改，因此 MCU 可在使用备用电源运行时进入低功耗模式，直到被霍尔效应传感器的中断引脚唤醒。同时使用通用输入/输出 (GPIO) 引脚中断功能和占空比功率模式时，可以降低系统电流消耗，延长备用电源的使用时长。当霍尔效应传感器的 GPIO 引脚唤醒微控制器后，MCU 随后可检索导致中断的磁场读数检测值，然后再次使用 GPIO 中断启用唤醒和睡眠模式。
- **交流磁体检测：**交流磁体不仅会影响电流互感器，还会影响分流器和罗氏线圈电流传感器。要检测交流磁体，也可以使用线性 3D 霍尔效应传感器。[图 2-3](#) 显示，检测交流磁体需要足够快的有效采样周期和足够短的睡眠时间，以便在一个交流磁体波形周期内正确采集足够多的样本。有效采样周期相当于获取一组样本所需的时间

间，取决于器件的内部采样率。由于线性霍尔效应传感器会提供与实际检测的磁通密度相关的信息，因此相比低采样率霍尔开关，这些传感器能够更好地检测交流磁体。

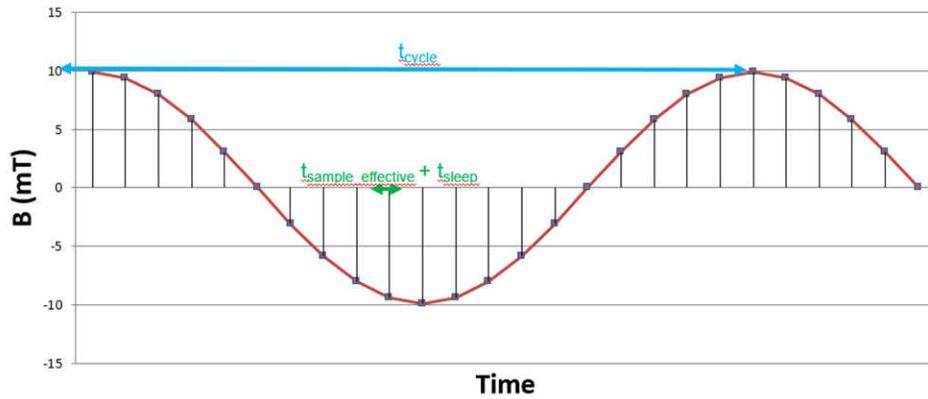


图 2-3. 检测交流磁体

2.2.2 独立 ADC 的模拟输入

此设计中的模拟前端包含一个带有三个集成通道转换器的 **AMC131M03** 24 位隔离式 Δ - Σ 独立 ADC，以及一个带有两个集成通道的 **ADS131M02** 24 位非隔离式 ADC。每个通道的模拟输入是差分输入，要求引脚上的输入电压不超过特定电平。为了满足此输入电压规格，电流和电压输入必须从市电中分压。

2.2.3 电压测量模拟前端

全球许多地区市电的标称电压为 100V 至 240V，因此需要按比例降低电压，才能被 ADC 检测。图 2-4 展示了用于此电压调节 J2 的模拟前端，其中施加的电压用于 A 相至中性线（单相、两线制或 1P2W）或 A 相至 B 相（分相、两线制或 2P2W）。

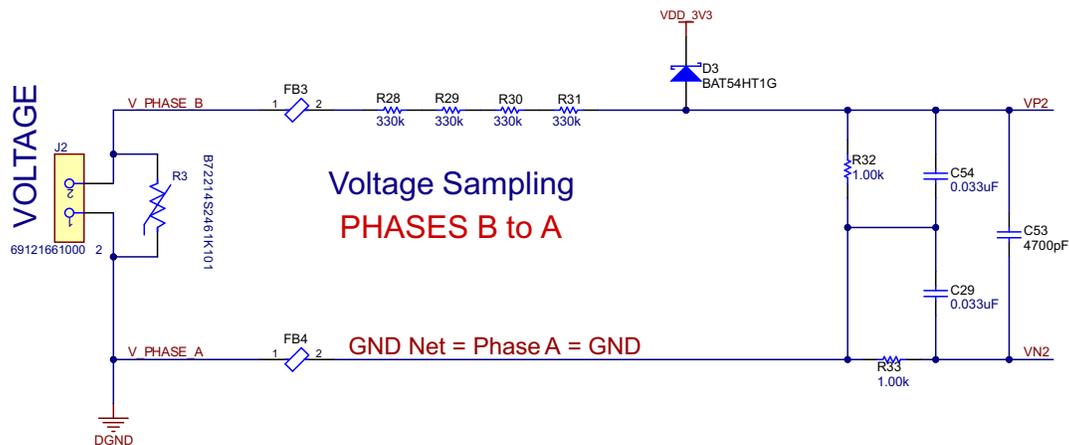


图 2-4. 电压输入的模拟前端

电压输入的模拟前端有一个分压器网络 (R28、R29、R30 和 R31) 和一个 RC 低通滤波器 (R32、R33、C54、C29) 以及 C53。

在较低电流下，如果不执行功率偏移校准，则电压-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。为了更大限度地提高在较低电流下的精度，在本设计中，电压通道并未使用整个 ADC 范围。即使在该设计中对电压通道使用减小的 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。

$$V_{\text{ADC_Swing, Voltage}} = \pm V_{\text{RMS}} \times \sqrt{2} \left(\frac{R_{32}}{R_{28} + R_{29} + R_{30} + R_{31}} \right) \quad (1)$$

根据此公式和方程式 1 中选定的电阻值，对于 120V 市电电压（在线及中性线间测得），ADC 电压通道输入信号的电压摆幅为 $\pm 128.56\text{mV}$ ($90.90\text{mV}_{\text{RMS}}$)。

对于 230V 市电电压（在线及中性线间测得），前端电路的 230V 输入会产生 $\pm 246.42\text{mV}$ ($174.24\text{mV}_{\text{RMS}}$) 的电压摆幅。 $\pm 128.56\text{mV}$ 和 $\pm 246.42\text{mV}$ 电压范围均完全处于 -1.3V 至 $+2.7\text{V}$ 范围内，可通过 ADS131M02 进行检测。

2.2.4 用于电流测量的模拟前端

图 2-5 展示了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。

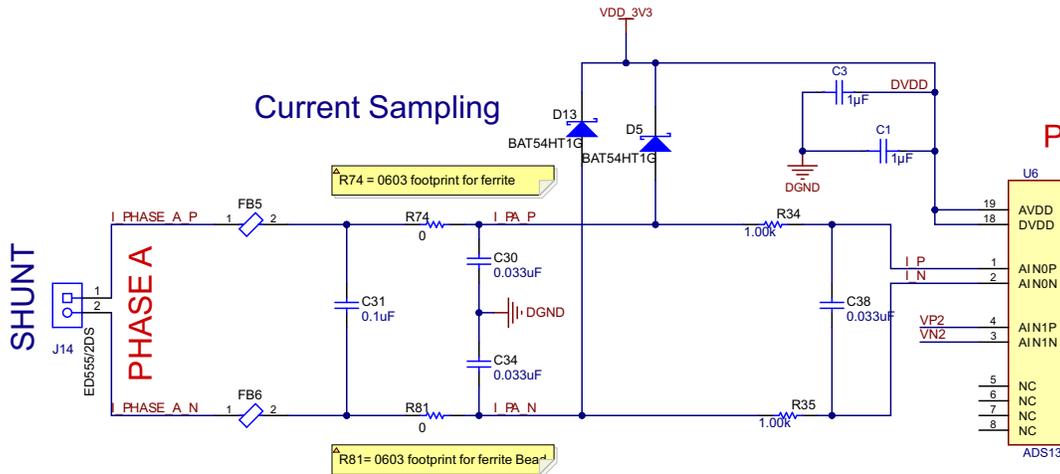


图 2-5. 电流输入的模拟前端

来自分流传感器的正极和负极引线连接到接头 J14 的引脚 1 和 2（对于 A 相）。电流模拟前端包括电磁干扰滤波器磁珠占用区（FB5 和 FB6）、两级 RC 低通滤波器（R74、R81、C30、C34）以及 R34、R35 和用作抗混叠滤波器的 C38。

方程式 2 展示了如何针对给定最大电流和分流电阻值计算馈入电流 ADC 通道的差分电压范围。

$$V_{\text{ADC Swing, Current, Shunt}} = \pm\sqrt{2}(R_{\text{shunt}})I_{\text{RMS,max}} \quad (2)$$

假设分流电阻值为 $150 \mu\Omega$ ，当施加仪表的最大额定电流 (100A) 时，电流 ADC 的输入信号的电压摆幅为 $\pm 21.21\text{mV}$ 。当使用 $\text{GAIN} = 32$ 时，这个相对较低的电压完全处于所需的 $\pm 37.5\text{mV}$ 的满量程内。另请参阅 [AMC131M03 具有集成直流/直流转换器的 3 通道、64kSPS、同步采样、24 位增强型隔离式 \$\Delta-\Sigma\$ ADC](#) 数据表中的满量程表。

2.3 主要产品

2.3.1 AMC131M03

AMC131M03 是一款精密的三通道数据和电源隔离式同步采样 24 位 $\Delta-\Sigma$ 模数转换器 (ADC)。

AMC131M03 具有宽动态范围、低功耗和特定于电能测量的功能，因此非常适合电能计量和功率计量应用。由于该器件具有高输入阻抗，因此 ADC 输入可直接连接到电阻分压器网络或分流传感器。

AMC131M03 具有完全集成的隔离式直流/直流转换器，能实现器件低侧的单电源运行。增强型电容隔离栅已通过 VDE V 0884-11 和 UL1577 认证。该隔离栅将在不同共模电压电平下运行的系统器件分开，并保护低压器件免受损坏，使 AMC131M03 成为使用分流传感器的多相电能计量应用的理想选择。

三个隔离式同步采样 $\Delta-\Sigma$ ADC 通道采用差分输入和单电源运行 (3.3V 或 5V)，并具有 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 温度范围内的集成式直流/直流转换器。该器件经优化可实现低 EMI，符合 CISPR-11 和 CISPR-25 标准，并具有安全相关认证：符合 DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17):2021-10 的 $7070V_{\text{PEAK}}$ 增强型隔离以及长达 1 分钟的 $5000V_{\text{RMS}}$ 隔离，符合 UL1577 标准。

可编程数据速率最大为 64ksps，包含高达 128 的可编程增益、低漂移内部电压基准和内部温度传感器。通过带有循环冗余校验 (CRC) 功能的 4 线 SPI 访问数据和寄存器。

如果不需要第 3 个输入通道（例如，使用 1% 100kΩ 线性热敏电阻 TMP63 进行温度测量），可以使用非常类似的 AMC131M02 2 通道器件作为具有成本效益的替代方案。

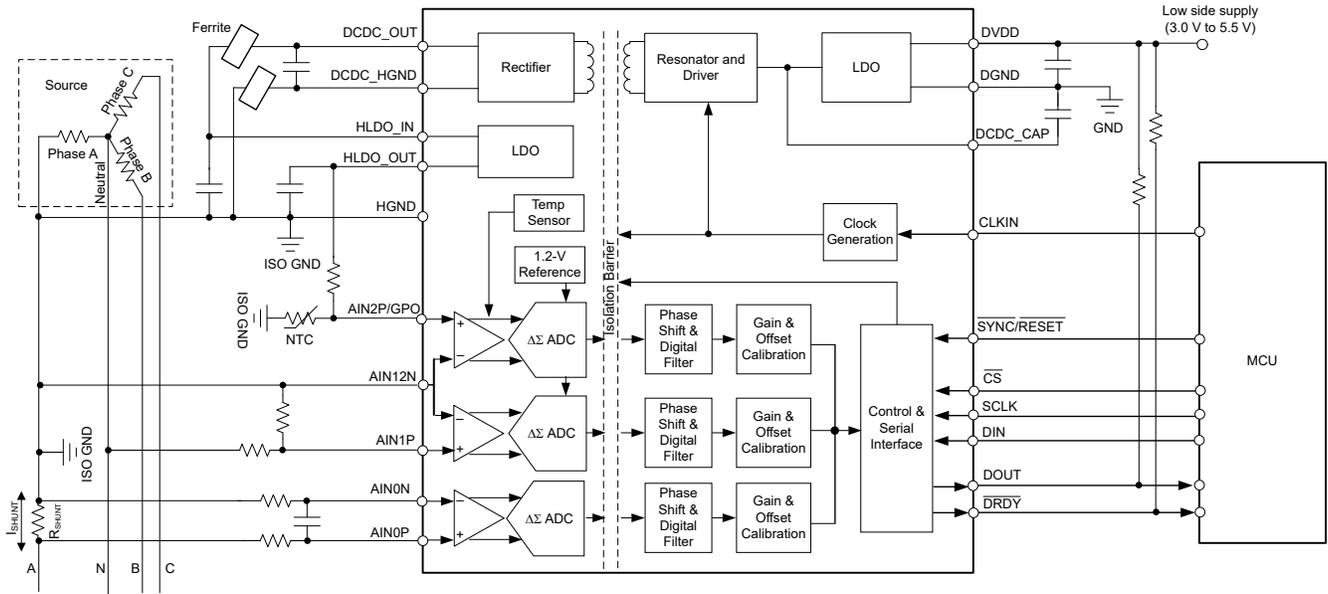


图 2-6. AMC131M03 功能方框图

2.3.2 ADS131M02

ADS131M02 器件是一款双通道、同步采样、24 位、二阶 Δ - Σ 模数转换器 (ADC)，具有宽动态范围和内部校准功能，因此非常适合电能计量、电能质量和保护应用。ADC 输入可以直接连接到电阻分压器网络或变压器来测量电压或电流，也可连接到 Rogowski 线圈来测量电流。

可以根据传感器输入独立配置各个 ADC 通道。低噪声、可编程增益放大器 (PGA) 提供了从 1 到 128 的增益，用以放大低电平信号。此外，这些器件集成了通道间相位对齐、失调电压和增益校准寄存器，有助于消除信号链误差。该器件集成了低漂移、1.2V 基准，减小了印刷电路板 (PCB) 面积。循环冗余校验 (CRC) 选项可以在数据输入、数据输出和寄存器映射中单独启用，以实现通信完整性。图 2-7 显示了该器件的方框图。

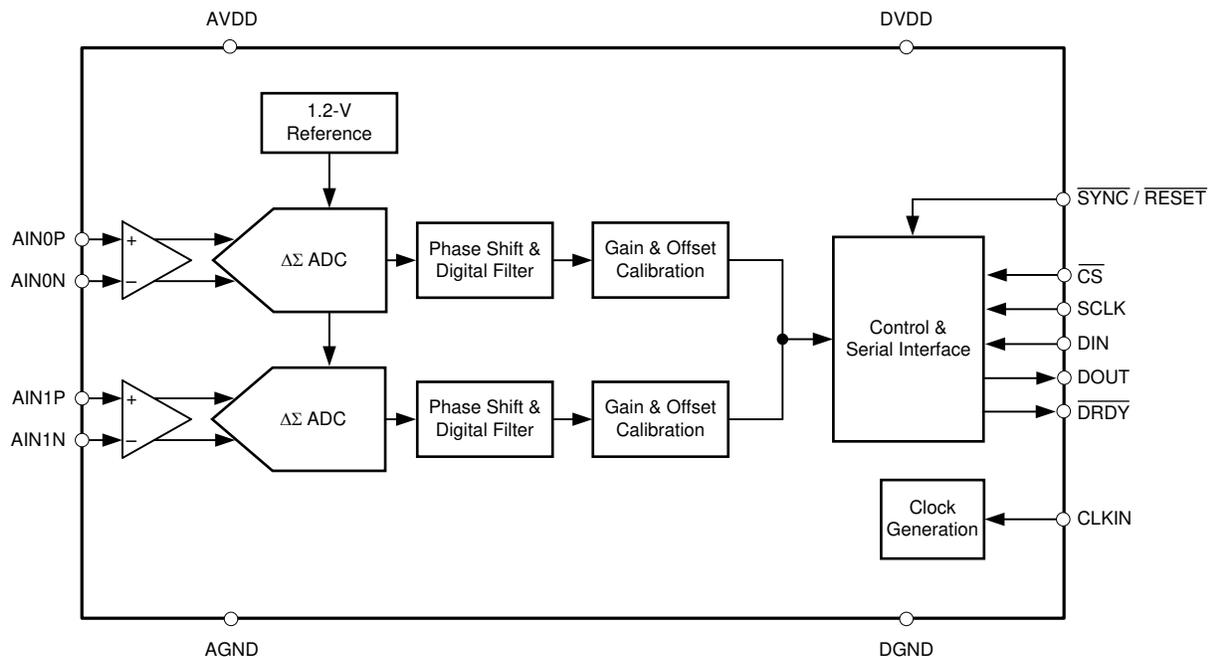


图 2-7. ADS131M02 功能方框图

2.3.3 MSPM0G1106

MSPM0G 器件系列集成有一个 Arm 32 位 Cortex-M0+ CPU，其中包含存储器保护单元，时钟频率高达 80MHz，还有两个 SPI，其中一个支持高达 32Mbits/s。其他用于进行能量计算的相关外设包括，具有日历功能的实时时钟 (RTC)、CRC-16 或 CRC-32 硬件模块、四个 UART、两个 1Mbit/s 的 I2C 和高达 60 个 GPIO。

此设计中的 MSPM0+ MCU 会从四个 ADC 器件检索电压和电流样本，并且计算计量参数。此外，该器件还通过 RTC 模块跟踪记录时间，使用其中一个 UART 接口，借助电路板的隔离式 RS-232 或隔离式 RS-485 电路与 PC GUI 进行通信。MSPM0+ MCU 的 CRC16 硬件模块用于加速 CRC 计算，进而验证由 ADC 发送的 ADC 采样数据包包的完整性。

MSPM0G1106 的主要特性是工作温度范围：-40°C 至 105°C；宽电源电压范围：1.62V 至 3.6V；以及具有内置纠错码 (ECC) 的集成式 64KB 闪存和带硬件奇偶校验的 32KB ECC 保护 SRAM。

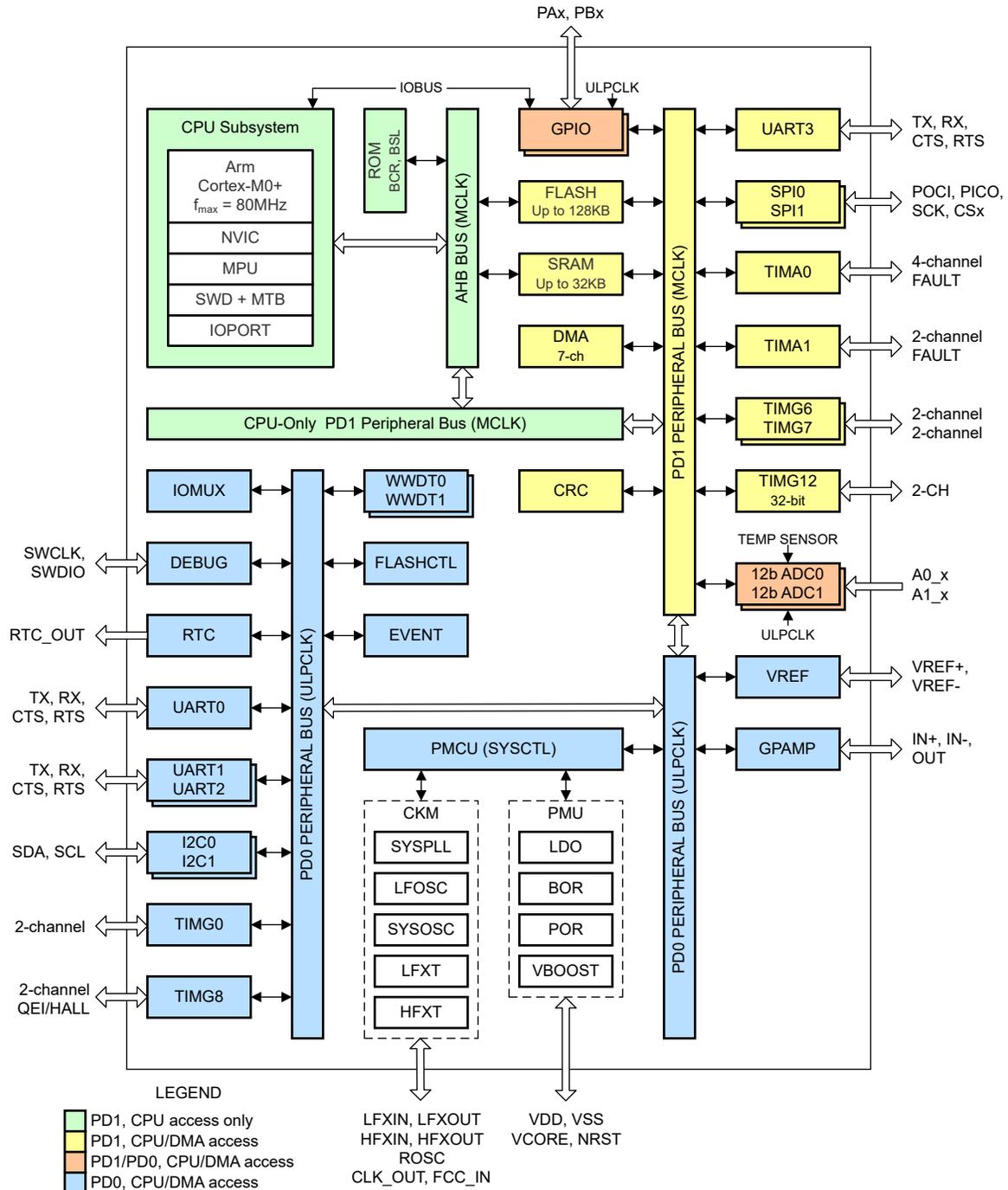


图 2-8. MSPM0G1106 功能方框图

2.3.4 TMAG5273

TMAG5273 是一款低功耗线性 3D 霍尔效应传感器，适用于各种工业和个人电子产品应用。此器件在 X、Y 和 Z 轴集成三个独立的霍尔效应传感器。精密模拟信号链和集成的 12 位 ADC 使测量的模拟磁场值数字化。在支持多个工作 VCC 范围的同时，I2C 接口可实现与低电压微控制器的无缝数据通信。该器件集成了温度传感器，可用于多种系统功能，例如给定磁场的热预算检查或温度补偿计算。可以通过 I2C 接口来配置 TMAG5273，以实现磁轴和温度测量的任意组合。此外，该器件可以配置为各种电源选项（包括唤醒和睡眠模式），从而支持设计人员根据其系统级需求优化系统功耗。多个传感器转换方案和 I2C 读取帧有助于优化吞吐量和准确性。专用的 INT 引脚可以在低功耗唤醒和睡眠模式期间充当系统中断，也可以被微控制器用来触发新的传感器转换。超低功耗是指 2.3mA 工作模式电流、1µA 唤醒电流和仅 5nA 的睡眠模式电流。

TMAG5273 在 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 温度范围内工作，电压范围介于 1.7V 至 3.6V 之间，最大 I2C 时钟速度为 1MHz。

- TMAG5273 是一款专为电表设计的线性 3D 霍尔效应传感器。
- TMAG5273 有四个不同的出厂编程 I2C 地址。通过修改用户可配置的 I2C 地址寄存器，该器件还支持其他 I2C 地址。
- 图 2-9 展示了 TMAG5273 如何定义 X、Y 和 Z 方向。

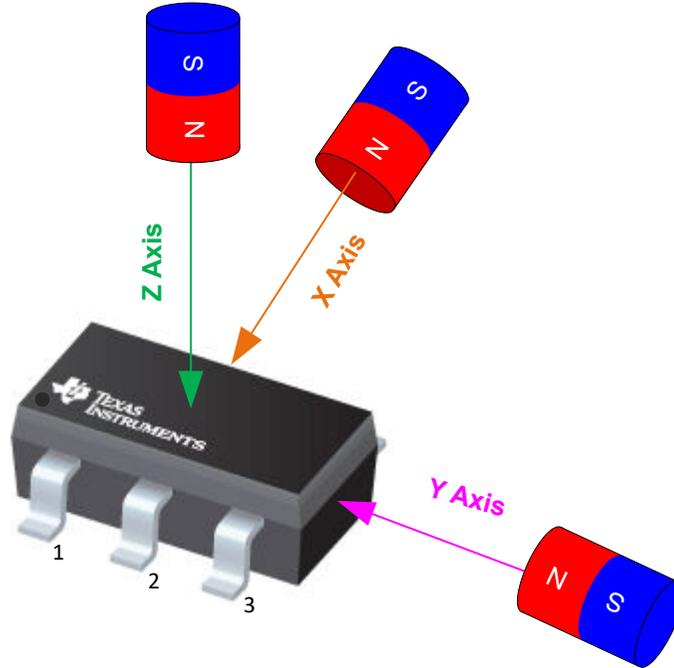


图 2-9. 场方向定义

2.3.5 ISO6731

为了将隔离添加到 PC 的 RS-232 连接，此参考设计的隔离式 RS-232 部分使用电容式电隔离，与光隔离器相比，电隔离具有固有的使用寿命优势。尤其是工业器件的使用时间通常比消费类电子产品长得多；因此，在 15 年或更长时间内保持有效隔离非常重要。

ISO6731 器件是高性能三通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 的 $5000\text{V}_{\text{RMS}}$ 隔离额定值，非常适合具有此类需求的成本敏感型应用。此器件还通过了 VDE、TUV、CSA 和 CQC 认证。在隔离 CMOS 或 LVCMOS 数字 I/O 时，ISO6731 器件可在低功耗下提供高电磁抗扰度和低辐射。每条隔离通道的逻辑输入和输出缓冲器均由 TI 的双电容二氧化硅 (SiO_2) 绝缘栅相隔离。该器件配有使能引脚，可用于在多主机驱动应用中将各自的输出置于高阻抗状态。

ISO6731 器件具有两个正向通道和一个反向通道。如果输入功率或信号出现损失，不带后缀 F 的器件默认输出高电平，带后缀 F 的器件默认输出低电平。在此设计中，在 RS-232 通信模式下，两个隔离通道用于 TX 和 RX。此芯片支持 50Mbps 信号传输速率，工作电源电压范围为 1.71V 至 1.89V 和 2.25V 至 5.5V，温度范围为： -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 。

2.3.6 TRS3232E

为了正确对接 RS-232 标准，需要一个电压转换系统，用于在电路板上的 3.3V 域与端口的 12V 之间进行转换。为了方便转换，本设计使用了 TRS3232E 器件。该器件能够通过电荷泵系统，仅从 3.3V DVCC 驱动 RS-232 端口上的更高电压信号。

TRS3232E 器件由两个线路驱动器、两个线路接收器和一个双电荷泵电路组成，具有引脚对引脚（串行端口连接引脚，包括 GND） $\pm 15\text{kV}$ 静电放电 (ESD) 保护。该器件满足电信行业协会和电子工业联盟 TIA/EIA-232-F 的要

求，可以在异步通信控制器和串行端口连接器之间提供电气接口。电荷泵和四个小型外部电容器支持由单个 3V 至 5.5V 电源供电。这些器件以高达 250kbps 的数据信号传输速率和最高 30V/ μ s 的驱动器输出电压摆率运行。

2.3.7 TPS709

要为隔离边界的数据终端设备 (DTE) 侧和 RS-232 电荷泵供电，有两种选择：接口可以实现隔离式电源，也可以从 RS-232 线路获取电源。集成电源会增加系统的成本和复杂性，在低成本检测应用中很难证明其合理性。

为了实现第二个选项，即通过 RS-232 端口获取电源，此参考设计使用了大多数嵌入式应用中忽视的流控制线路。RS-232 规范（当在主机或适配器电缆上正确实现时）会在端口处于工作状态时，使请求发送 (RTS) 线路和数据终端就绪 (DTR) 线路保持高电平。只要主机的 COM 端口开启，这两条线路就会保持电压。此电压可在 5V 至 12V 之间变化，具体取决于驱动器的实现情况。5V 至 12V 足以满足本设计的使用要求。

电压会通过一个二极管装置，以便阻止信号返回引脚。电压会对电容器充电以存储能量。当隔离栅和电荷泵所拉的电流大于瞬时允许的电流时，电容器会释放此能量。TPS70933 器件用于将线电压降至电荷泵和隔离器件的工作电压。

TPS70933 线性稳压器是一款超低静态电流器件，设计用于功耗敏感型应用。高精度带隙与误差放大器可提供 2% 的过热精度。这些器件的静态电流仅为 1 μ A，因此对于由电池供电且要求极低空闲功耗的常开系统而言，是非常优秀的设计。该系列器件还具有热关断、电流限制和反向电流保护功能，提升了器件安全性。通过将使能 (EN) 引脚下拉至低电平可将这些稳压器置于关断模式。该模式的关断电流低至 150nA（典型值）。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

此参考设计可通过将 3.3V 和 GND 连接到板连接器 J8 来供电。

MSPM0G1106 器件为运行计量库提供极少的资源，并具有连接独立 ADC 和 PC GUI 所需的外设。

所需的 MCU 外设模块为：

- 使用外部 XTAL 的 HF 时钟子系统
- 具有 DMA 的 SPI (独立 ADC 与 MSPM0 MCU 之间的数据传输)
- 用于外部 SPI 闪存器件的 SPI
- 具有 DMA 的 UART (外部 PC GUI 和 MSPM0 MCU 之间的传输数据，以读取校准和计量值)
- GPIO (具有中断的输入或用于 LED 和 ADC 控制的输出)
- 适用于 TMAG5273 接口的 I2C
- RTC (日历模式基于内部 LFOSC 的 32.768kHz 频率)

上述所有外设或 MCU 模块均通过 **MSPM0-SDK** 中间件中的 `TIDA-010944.syscfg` 文件进行配置，同时使用图形 **SysConfig** 工具，该工具可通过 GUI 界面实现直观的 MCU 配置更改。

1. M0+ 时钟方案源自外部 16.384MHz XTAL，外部 XTAL 馈送至 PLL 模块，它乘以和除以特定因数，得出 79.87MHz 的 MCLK 频率 (CPU 时钟速度)。同一外部 16.384MHz XTAL 除以 2 并输出到具有高驱动能力的 GPIO 引脚，以创建 M0_CLKOUT 的 8.192MHz 输出频率。
2. 两个 ADC 共享 SPI 总线，MCU 具有一个 SPI 控制器，该控制器具有两条单独的 \overline{CS} (片选) 线路，每条线路连接一个 ADC。SPI 总线以 19.968 或 13,312MHz 数据速率运行，提供 DMA 支持，使用两个通道，一个通道用于发送，一个通道用于接收。SPI PICO 和 POCI 数据线路是共享的，因为这些线路是按顺序驱动的，一次只有一条 \overline{CS} 线路处于活动状态。来自 M0+ MCU SPI 外设的 SPI 时钟连接到两个 ADC。
3. MSPM0G1106 配置为通过非隔离式 UART 连接以最大 115,200 波特和 8N1 与 PC GUI 进行通信。UART 驱动程序支持具有最小 MCU 中断负载的双向传输 (使用两个 DMA 通道，一个用于发送，一个用于接收)。
4. 两条 DRDY 线路 (每个 ADC 各一条) 连接到 MSPM0+ MCU 的两个 GPIO 输入，在下降沿启用中断。需要三个 MCU GPIO 输出：SYNC_RESET 线路用于同时触发所有 ADC (由所有 ADC 共享)，以及 ACT 和 REACT 输出。这些脉冲输出用于通过计量中间件计算的有功和无功电能，并通过使用读取脉冲的外部测试系统来测量 TIDA-01044 的精度。
5. 使用 I2C 接口连接 TMAG5273 3D 霍尔传感器器件，并将 MCU 用作 I2C 发送器。
6. RTC 模块支持日历模式，这是电表的常见要求。M0+ MCU 内部 32.768kHz LFOSC 用作器件辅助时钟 (RTCCLK) 的时钟源。
7. 由于两个 ADC 都需要有一个同步时钟，因此将 CLKIN 信号连接到 8.192MHz M0_CLKOUT 输出引脚。

3.1.1 软件要求

本节将讨论测试软件的功能，并介绍了如何实现多个计量参数计算。用于测试 TIDA-010944 的计量软件在最新的 **MSPM0 SDK 2.01.00.03** 版或更高版本中作为中间件示例提供。

中间件包含硬件抽象层，这可实现独立式 ADC 与 Arm Cortex-M0+ MCU 之间的通信，以及用于计算电能测量值的计量库。Microsoft Windows PC GUI 软件用于显示 TIDA-010944 参考设计中的计量参数，可在 **MSPM0-SDK** 中找到，请参阅 `/tools` 目录下的 `C:\ti\mspm0_sdk_2_01_00_03\tools\metrology_gui`。

如果优化设置为 2，则 TIDA-010944 中间件代码示例的资源利用率为：

- 34,668 字节闪存用于应用代码
- 256 字节闪存用于校准数据
- 8,174 字节 RAM 存储器

3.1.2 用于 PC GUI 通信的 UART

在此参考设计中，MSPM0+ MCU 配置为通过 J4 上的 UART 接口与 PC GUI 进行通信。PC GUI 使用配置为 9600 波特和 8N1 的 UART 模块从 MSPM0G1106 轮询数据。用于格式化 UART 数据的 UART 协议被命名为

DLT-645，而 UART 模块使用两个 DMA 通道：通道 2 用于数据接收，通道 3 用于数据发送。另请参阅 [MSP430AFE253 中国国家电网规范测试报告](#) 和 [使用 MSP430I2040 的单相和直流嵌入式计量 \(功率监视器\) 应用手册](#)。

UART 数据在 HAL_startUARTDMAReceive() 函数中进行处理，方法是将触发值设置为 14 字节，因为这是对数据包长度进行编码的字节 (可以在数据包之间动态变化)。对字节 14 进行解码后，UART DMA 传输长度值更新为新长度，等于 PC GUI 传输的 DLT-645 协议数据包的其余部分。

3.1.3 直接存储器存取 (DMA)

MCU DMA 模块通过共享 SPI 总线在 MSPM0G1106 MCU 与 ADS131M02 和 AMC131M03 器件之间以最少的硬件资源和时间开销转移数据包。使用两个 DMA 通道进行 SPI 数据传输：DMA 通道 0 向 ADC 发送 SPI 数据 (0x00)，DMA 通道 1 同时通过共享 SPI 总线接收来自两个 ADC 的测量数据。一旦从第一个 ADC 接收到完整的 SPI 数据包，就会生成 DMA 就绪中断，并且开始对数据包进行 CRC16 验证。CRC16 校验成功后，会将数据包分解为 A 相的电压和电流值。然后，来自 AMC131M03 的中性线数据也会发生同样的情况，其中仅处理电流值。

AMC131M03 转移 15 字节数据包，而 ADS131M02 使用 12 字节数据包，这是由于它们分别具有 3 个和 2 个模拟输入通道。如果任何模拟通道未启用，这些通道仍然可以将数据报告为 0x00 00 00 (24 位格式)，因此无论启用了多少个通道，数据包长度都不会改变。

3.1.4 ADC 设置

为了在所有相关模拟输入通道上提供正确的测量数据，必须对 ADC131M03 和 ADS131M02 器件寄存器进行初始化。每次启动计量应用以及每次执行 [从 PC 校准和查看结果](#) 计量校准程序时都要遵循图 3-1。

MSPM0+ MCU 的 SPI 模块配置为使用 4 线制模式的控制器器件 (SPI 硬件模块自动将两个片选信号设置为高电平和低电平有效)。设置 SPI 后，所有中断都被禁用，并且从 MSPM0+ MCU 发送 SYNC_RESET 线路上的复位脉冲。然后，中断被重新启用，MSPM0+ MCU 按顺序向 ADS131M02 发送 SPI 写入命令以配置寄存器，然后使用 AMC131M03 重复初始化步骤：

- MODE 寄存器设置：使用了 16 位 CCITT CRC，ADS131M02 和 AMC131M03 数据包中每个字的长度为 24 位，在启用最滞后的通道上将 DRDY 信号置为有效，当转换值不可用时 DRDY 置为高电平有效，当转换值准备就绪时 DRDY 置为低电平有效。
- 电压 + 电流的 GAIN1 寄存器设置：PGA 增益 = 1 用于电压通道，测量相电压或 A 相至 B 相电压，PGA 增益 = 32 用于 A 相和中性或 B 相上的电流通道。
- CFG 寄存器设置：ADS131M02 上未使用电流检测模式，AMC131M03 不支持该模式
- CHx_CFG 寄存器设置 (其中，x 为通道编号：0、1 或 2)
 - 单相模式：两个 ADC 通道输入连接到外部 ADC 引脚，且每个通道的通道相位延迟都设为 0 (使用 SDK 中间件中的软件相位补偿，而不是 ADS131M02 或 AMC131M03 硬件相位补偿)
- CLOCK 寄存器设置：1024 OSR，所有通道均已启用，高分辨率调制器功率模式

MSPM0+ MCU 在启动时配置为当两个 DRDY 引脚中的任何一个发生下降沿时生成端口中断，指示新的测量样本可用。

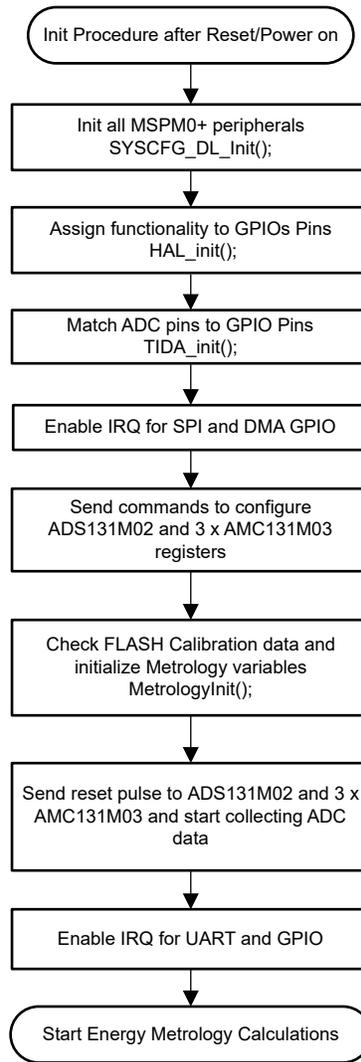


图 3-1. ADC 初始化过程

ADC 调制器时钟来自馈入 CLKIN 引脚的时钟，该引脚在内部被二分频以生成 ADC 调制器时钟。方程式 3 展示了 ADC 采样频率的定义。

$$f_s = \frac{f_M}{OSR} = \frac{f_{CLKIN}}{2 \times OSR} \quad (3)$$

其中

- f_s 是采样率
- f_M 是调制器时钟频率
- f_{CLKIN} 是馈送到 ADS131M02 和 AMC131M03 CLKIN 引脚的时钟
- OSR 是所选的过采样率

在此设计中，MSPM0+ MCU 的 M0_CLKOUT 信号的频率为 8.192MHz。在适当的寄存器设置下，过采样率选择为 1024。因此，两个 ADC 的调制器时钟设置为 4.096MHz，采样率设置为 4000 个样本/秒。

对于测量每个相电压的单相系统，至少需要一个 ADS 器件来独立测量相电压和电流。在此设计中，软件中使用了以下 ADC 通道映射进行单相和分相配置：

- ADS131M02 (U6) 的 AIN0P 和 AIN0N → 电流 I1 (A 相电流)
- ADS131M02 (U6) 的 AIN1P 和 AIN1N → 电压 V1 (A 相线间电压或 A 相线到 B 相电压)
- AMC131M03 (U2) 的 AIN0P 和 AIN0N → 电流 I2 (B 相电流)

3.1.5 前台进程

前台进程包括器件复位后立即进行的 MSPM0+ MCU 硬件和软件，以及 ADS131M02 和 AMC131M03 寄存器的初始设置。图 3-2 展示了此过程的流程图。

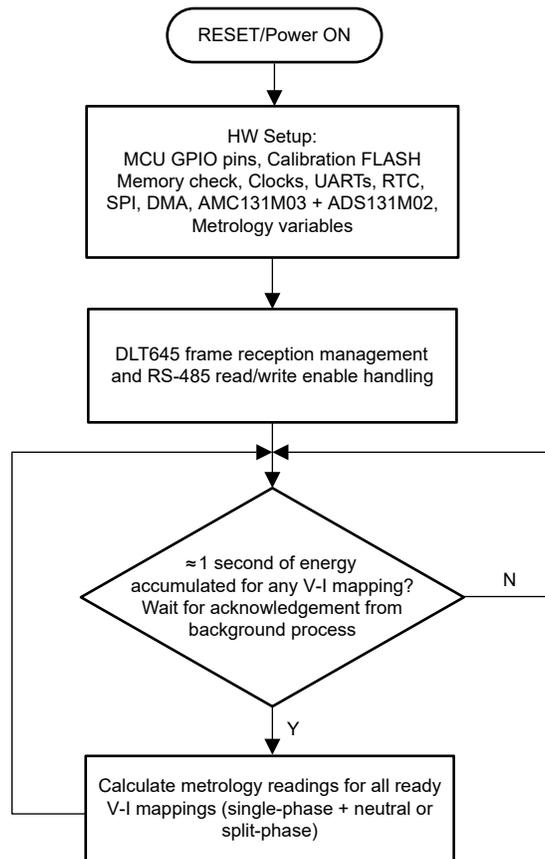


图 3-2. 前台进程

初始化例程涉及 MSPM0G3507 的设置：

- 通用输入/输出 (GPIO) 端口引脚
- 时钟系统 (MCLK 或 CPU 时钟、RTC 时钟、SPI 时钟、I2C 时钟、CLK_OUT 引脚)
- 1 个 UART 端口
- 4 个 DMA 通道，每个 SPI 收发各一个，每个 UART 收发各一个
- ADS131M02 和 AMC131M03 寄存器
- 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，通过将 PHASE_STATUS_NEW_LOG 状态标志置为有效来完成的。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以实际单位表示的相应计量读数。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。还可使用节 3.1.6 中的公式，根据由后台进程计算出的参数值，计算出频率 (Hz) 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。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。

对于单相配置，有两个电压-电流映射，其中每个电压-电流映射具有不同的电压和电流通路。具体而言，在一个映射中，线 A 的相电压测量值与其电流测量值相互关联，而线路 B 电流测量值用于中性线电流监测（无电压关联）。

对于两相配置，存在两个电压-电流映射，其中 A 相和 B 相共享使用 ADS131M02 测得的电压。具体而言，同一线间电压测量值（A 相和 B 相电压之间存在 180 度漂移）分别与 ADS131M02 和 AMC131M03 上的线 A 和线 B 电流测量值相关。

为简单起见，在本文档和 PC GUI 中都将每个电压至电流映射称为一个相位。

3.1.6 公式

3.1.6.1 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：

$$V_{RMS,ph} = K_{v,ph} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{ph}(n) \times V_{ph}(n)}{\text{Sample Count}}} - V_{\text{offset,ph}} \quad (4)$$

$$V_{\text{underdeviation,ph}} = \begin{cases} 0, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} > V_{\text{Nom}} \\ \left(\frac{V_{\text{Nom}} - V_{\text{RMS,ph}}}{V_{\text{Nom}}} \right) \times 100, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} \leq V_{\text{Nom}} \end{cases} \quad (5)$$

$$V_{\text{overdeviation,ph}} = \begin{cases} 0, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} < V_{\text{Nom}} \\ \left(\frac{V_{\text{RMS,ph}} - V_{\text{Nom}}}{V_{\text{Nom}}} \right) \times 100, & \text{if } V_{\text{RMS,ph}} \geq V_{\text{Nom}} \end{cases} \quad (6)$$

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

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
- $K_{v,\text{ph}}$ = 电压的比例因数
- $K_{i,\text{ph}}$ = 电流的比例因数

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：

$$P_{ACT,ph} = \left(K_{ACT,ph} \times \frac{\sum_{n=1}^{Sample\ Count} V_{ph}(n) \times i_{ph}(n)}{Sample\ Count} \right) - P_{ACT_offset,ph} \quad (8)$$

$$P_{REACT,ph} = \left(K_{REACT,ph} \times \frac{\sum_{n=1}^{Sample\ Count} V_{90,ph}(n) \times I_{ph}(n)}{Sample\ Count} \right) - P_{REACT_offset,ph} \quad (9)$$

$$P_{APP,ph} = \sqrt{P_{ACT,ph}^2 + P_{REACT,ph}^2} \quad (10)$$

其中

- $V_{90,ph}(n)$ = 在采样时刻“n”获取的电压样本（相移 90°）
- $K_{ACT,ph}$ = 有功功率的比例因数
- $K_{REACT,ph}$ = 无功功率的比例因子
- $P_{ACT_offset,ph}$ = 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
- $P_{REACT_offset,ph}$ = 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

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：

$$E_{ACT,ph} = P_{ACT,ph} \times Sample\ Count \quad (11)$$

$$E_{REACT,ph} = P_{REACT,ph} \times Sample\ Count \quad (12)$$

$$E_{APP,ph} = P_{APP,ph} \times Sample\ Count \quad (13)$$

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。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 14](#) 将这种每个市电周期的样本数转换为赫兹频率:

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{\text{SampleRate (in units of samples per second)}}{\text{Frequency (in units of samples per cycle)}} \quad (14)$$

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 [方程式 15](#) 计算功率因数的内部表示:

$$\text{Internal Representation of Power Factor} = \begin{cases} \frac{P_{\text{ACT}}}{P_{\text{App}}}, & \text{if capacitive load} \\ -\frac{P_{\text{ACT}}}{P_{\text{App}}} & \text{if inductive load} \end{cases} \quad (15)$$

3.1.6.2 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:

$$V_{\text{fund,ph}} = K_{V_{\text{fund,ph}}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{\text{pure,ph}}(n) \times V_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} - V_{\text{fund_offset,ph}} \quad (16)$$

$$P_{\text{ACT_fund,ph}} = \left(K_{\text{ACT_fund,ph}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{\text{pure,ph}}(n) \times i_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} \right) - P_{\text{ACT_fund_offset,ph}} \quad (17)$$

$$P_{\text{REACT_fund,ph}} = \left(K_{\text{REACT_fund,ph}} \times \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{90_{\text{pure,ph}}}(n) \times I_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} \right) - P_{\text{REACT_fund_offset,ph}} \quad (18)$$

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)
- $V_{90_{\text{pure,ph}}}(n)$ = 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)
- $K_{V_{\text{fund,ph}}}$ = 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, 可使用以下公式计算基波电流和基波视在功率:

$$I_{\text{fund,ph}} = \left(K_{i_{\text{fund,ph}}} \times \frac{\sqrt{P_{\text{ACTfund,ph}}^2 + P_{\text{REACTfund,ph}}^2}}{V_{\text{fund,ph}}} \right) - I_{\text{fund_offset,ph}} \quad (19)$$

$$P_{\text{APP_fund,ph}} = \sqrt{P_{\text{ACTfund,ph}}^2 + P_{\text{REACTfund,ph}}^2} \quad (20)$$

其中

- $K_{i_{\text{fund,ph}}}$ = 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：

$$V_{\text{THD}_{\text{IEC_F,ph}}} = \frac{\sqrt{V_{\text{RMS,ph}}^2 - V_{\text{fund,ph}}^2}}{V_{\text{fund,ph}}} \quad I_{\text{THD}_{\text{IEC_F,ph}}} = \frac{\sqrt{I_{\text{RMS,ph}}^2 - I_{\text{fund,ph}}^2}}{I_{\text{fund,ph}}} \quad (21)$$

$$V_{\text{THD}_{\text{IEC_R,ph}}} = \frac{\sqrt{V_{\text{RMS,ph}}^2 - V_{\text{fund,ph}}^2}}{V_{\text{RMS,ph}}} \quad I_{\text{THD}_{\text{IEC_R,ph}}} = \frac{\sqrt{I_{\text{RMS,ph}}^2 - I_{\text{fund,ph}}^2}}{I_{\text{RMS,ph}}} \quad (22)$$

$$V_{\text{THD}_{\text{IEEE,ph}}} = \frac{V_{\text{RMS,ph}}^2 - V_{\text{fund,ph}}^2}{V_{\text{fund,ph}}^2} \quad I_{\text{THD}_{\text{IEEE_F,ph}}} = \frac{I_{\text{RMS,ph}}^2 - I_{\text{fund,ph}}^2}{I_{\text{fund,ph}}^2} \quad (23)$$

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。

3.1.7 后台进程

图 3-3 显示了进行电压和电流采样时发生的不同事件，其中用绿色标出的项目由 MSPM0G1106 硬件模块完成。

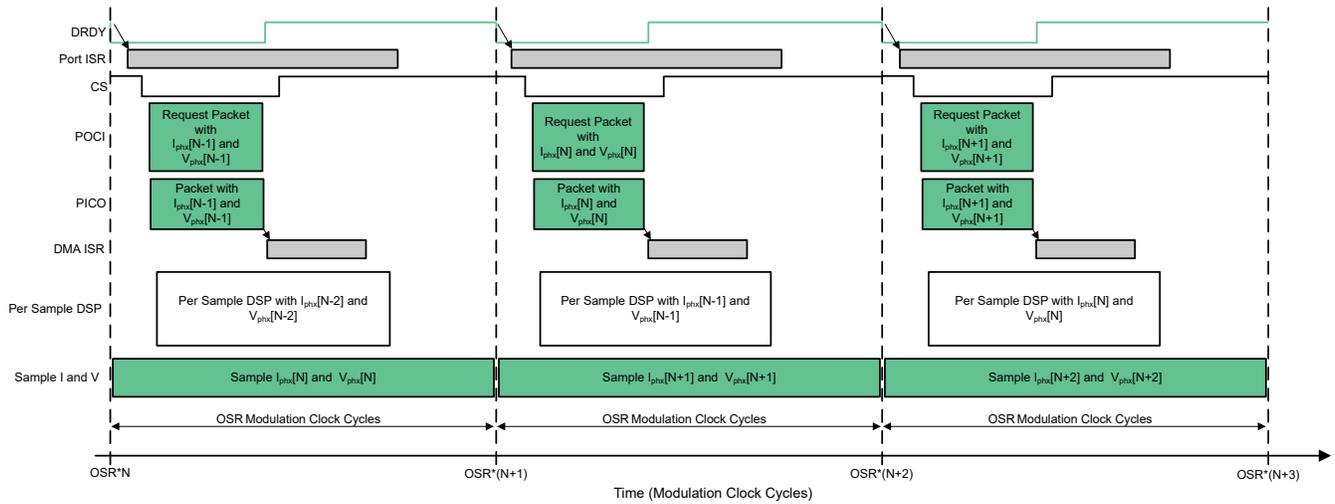


图 3-3. 电压和电流采样事件

每个相位的新电流样本在每 OSR (此设计中为 1024 个调制时钟周期) 准备就绪，从而在连接到 MSPM0+ MCU 的 SPI 总线上每秒产生 4000 个样本。数据传输包含两个事务：第一个是 12 个字节的样本，两个 ADS131M02 通道各包含其中 3 个字节的数据；第二个是另外 15 个字节，包含 AMC131M03 上一个通道用于分流器的数据，还有未使用和通过软件禁用的另外两个模拟输入通道的 0x00 00 00 数据。

假设 ADS131M02 和 AMC131M03 器件最近一次就绪的相电流和电压样本对应于第 Nth - 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，ADS131M02 就会将 DRDY 引脚置为低电平有效。ADS131M02 DRDY 引脚的下降沿会导致 MSPM0+ MCU 上的 GPIO 端口中断，从而触发端口 ISR，让后台进程在端口 ISR 运行。AMC131M03 还会生成 DRDY 引脚中断，并在通过 SPI 读出 ADS131M02 后立即提供该中断。

图 3-4 显示了后台进程，该进程主要处理测试软件中有严格时序要求的事件。

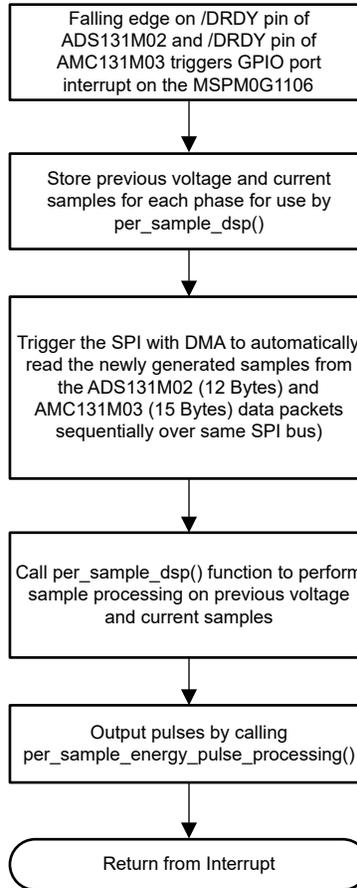


图 3-4. 后台进程

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。

在存储先前从 ADS131M02 和 AMC131M03 获得的电压和电流样本后，通过将相应的片选信号置为低电平有效，来启用与 ADS131M02 的通信。然后，将 DMA 配置为针对 ADS131M02 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 ADS131M02 的数据包响应。最新 ADC 数据样本的请求 (发送虚拟数据 0x00) 和接收由 DMA 模块自动完成。

图 3-5 显示了由 MSPM0+ MCU 的 DMA 发送的数据包，以及同样由 DMA 接收的来自 ADS131M02 或 AMC131M03 的响应数据包。发送和接收数据包中包含四个或五个字，其中每个字的长度为三个字节，从而在 SPI 总线上产生 12 或 15 字节的 DMA 事务。请注意，ADS131M02 数据包的长度为 12 个字节，因为仅通过 DMA 事务读出两个通道，每个通道各有三个字节，而 AMC131M03 需要 15 个字节。固件会自动处理 ADC 器件选择并循环读取数据，因为固件会更新每个 ADC 的 DMA 参数（包括数据包数据长度），并激活与每个 ADC 的正确 \overline{CS} 线路。

MSPM0+ SPI Transmit	Command[N+1] / Dummy Write (3 bytes = 0x00 00 00)	Dummy Write (3 bytes= 0x00 00 00)	Dummy Write (3 bytes= 0x00 00 00)	Dummy Write (3 bytes= 0x00 00 00)	(only for AMC131M03) Dummy Write (3 bytes= 0x00 00 00)
MSPM0+ SPI Receive	Response to Command[N]/Not used in design (3 bytes)	AMC131M03/ ADS131M02 Ch 0 Sample (3 bytes, MSB sent first)	AMC131M03/ ADS131M02 Ch 1 Sample (3 bytes, MSB sent first)	AMC131M03 Ch 2 Sample (3 bytes, MSB sent first) / ADS131M02 Packet CRC	(only for AMC131M03) Packet CRC (3 bytes, MSB sent first)

图 3-5. ADS131M02 和 AMC131M03 ADC 采样请求数据包

从 ADS131M02 器件请求 ADC 数据时，必须由 MSPM0+ MCU 发送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 ADS131M02 的设置或读取任何寄存器，因此会向 ADS131M02 发送 NULL 命令，这使设计人员能够无需更改器件状态即可从 ADS131M02 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 0x00 00 00。当 MSPM0+ MCU 移出命令字时，MCU 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 ADS131M02 接收到的第一个字将被忽略（未在软件代码中处理）。

写入命令字后，必须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 ADS131M02 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 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，MSPM0+ MCU 可以从 ADS131M02 的通道 0 接收 3 字节的 ADC 值。写入接下来的 3 个虚拟字节将获取通道 1 的 ADC 数据，写入接下来的 3 个虚拟字节将获取 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 ADS131M02 正确运行，仍必须发送虚拟写入的这个零填充字节）。

每当 DMA 接收到整个 $I_{\text{phx}}[N - 1]$ 数据包时，便会自动调用 DMA ISR。在 ISR 内，CRC 基于三个命令和 ADC 通道数据字计算（共计 $3 \times 3 = 9$ 字节）。此 CRC 计算可在两种模式下完成：使用 MSPM0G110 MCU 的 CRC 模块或使用 memcpy() 函数，将 9 字节 ADC 数据移动到自动计算 CRC16 的特殊存储器区域。

紧随从 AMC131M03 读取 SPI 数据后，但使用 NULL 命令和三个 24 位数据通道以及带有填充的 0x00 字节的 CRC16。这完成了对 AMC131M03 器件的当前样本 $I_{\text{phx}}[N - 1]$ 的读取，然后还会检查 CRC16 校验和。

有关 CRC16 检查实现的详细信息，请参阅 `ADS_verifyADSCRC()` 和 `AMC_verifyAMCCRC()` 例程。`memcpy()` 实现的计算速度比使用带字节馈送的 CRC16 寄存器快近 5 倍，并且在默认情况下使用。可以向 CRC 模块馈送 8 位或 16 位数据，并且由于共有 9 个字节，因此 CRC 模块正在逐字节更新。计算出数据包的 CRC 后，会将校验结果与从 ADS131M02 发送的数据包中获得的 CRC 进行比较。发送的 CRC 从字节 10 和 11 进行解析（最后一个字节 12 是 CRC16 的零填充，因此会忽略该值）。

如果计算出的 CRC 和解析的 CRC 相等，则 CRC 校验正确，并解析 ADC 数据以获取时间 $N - 1$ 处的电压和电流样本值。有两个变量用于计算每个 ADC 的合格和不合格 CRC16 数据包，名为 `crcPassCount` 和 `crcFailCount`。解析的电压和电流样本被置于临时缓冲器中，以便在下次中断调用 `per_sample_dsp()` 函数时使用此信息。当 DMA 上的 SPI 传输结束时， \overline{CS} （芯片选择）线路再次从 MSPM0+ MCU 自动上拉回高电平，以便在下次电流样本读出准备就绪之前正确复位 AMC131M03 通信。

在使用 DMA 通道将最新电流和电压样本 $I_{phx}[N - 1]$ 和 $V_{phx}[N - 1]$ 传输到 MSPM0+ MCU 的同时，ADS131M02 已对下一个电压 ($V_{phx}[N]$) 和电流样本 ($I_{phx}[N]$) 进行采样，而测试软件对从 ADS131M02 和 AMC131M03 获取的早期电压 ($V_{phx}[N - 2]$) 和电流样本 ($I_{phx}[N - 2]$) 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。

总之，在单个 \overline{DRDY} 周期中有两个 SPI 读取数据周期，首先读取 ADS131M02 器件，然后是 AMC131M03。这两个 SPI 事务之间的唯一区别在于，ADS131M02 有两个通道，而 AMC131M03 有三个通道，因此 SPI 数据包的长度总共为 12 字节或 15 字节。

3.1.8 软件函数 `per_sample_dsp()`

图 3-6 展示了 `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。电压样本和电流样本均在专用 64 位寄存器中进行处理和累积。每相有功功率和无功功率也在 64 位寄存器中累积。

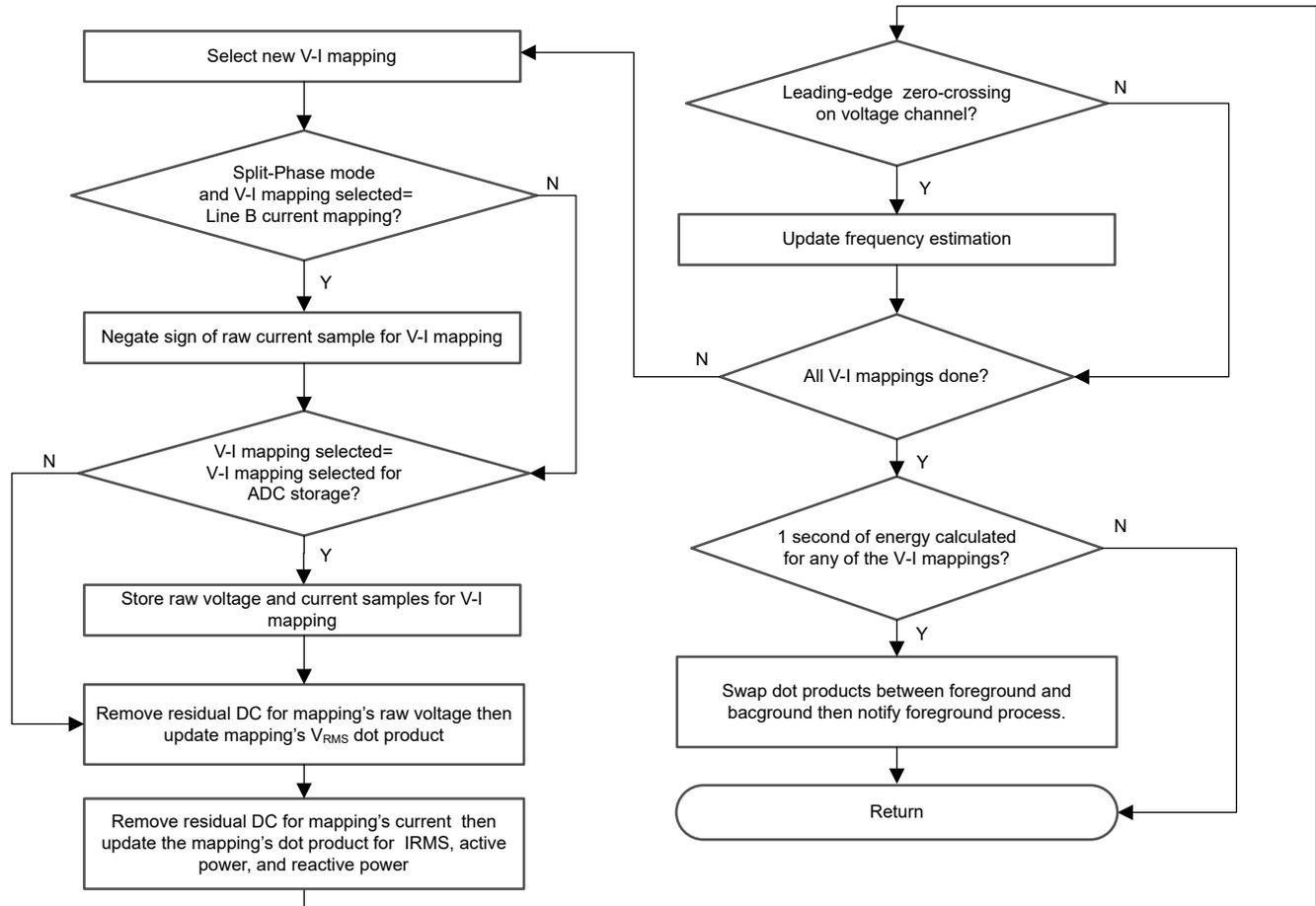


图 3-6. `per_sample_dsp()` 函数

累积 `CYCLES_PER_COMPUTATION` 个周期 (如果 $F_{NOM} = 50\text{Hz}$, 为 10 个周期, 如果 $F_{NOM} = 60\text{Hz}$, 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, 进程会交换两个点积, 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 (可选)。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, 该引脚则出现下降沿。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, 该引脚则出现上升沿。为了减轻输出过零引脚对此设计的精度的影响, 过零输出不需要选择在连接到 LED 的 GPIO 引脚上。

以下部分介绍 `per_sample_dsp()` 函数中的各个电量测量元素。

3.1.9 电压和电流信号

该设计的测试软件支持存储 A 相和 B 相、A 相和中性相的原始电压和电流 ADC 值。这些原始 ADS131M02 和 AMC131M03 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，从每个电压和电流原始 ADC 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。

3.1.10 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（以每样本周期数为单位），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。

3.1.11 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。周期边界用于触发前台求平均值进程，因此此进程生成的结果非常稳定。

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。图 3-7 显示了过零点附近的样本以及线性插值的过程。

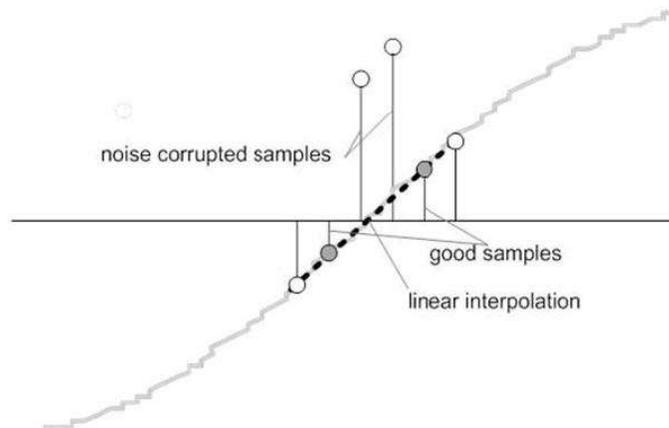


图 3-7. 频率测量

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。

3.1.12 LED 脉冲生成

在电表表中，负载的能耗通常以千瓦时 (kWh) 脉冲的几分之一来测量。此信息可用于准确校准任何电表以实现精确测量。通常，测量元件 (MSPM0+ 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 $\overline{\text{DRDY}}$ 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。此累积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。

此阈值决定了电表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。在这种情况下下的电能刻度为 1kWh/6400。电能脉冲在 ACT 和 REACT 引脚接头上以及通过电路板上的发光二极管 (LED) 生成并可供使用。GPIO 引脚用于产生 ACT 和 REACT 电能脉冲。

在参考设计中，标记为有功的 LED 对应于单相或分相总和的有功能耗。无功对应于累积分相无功电能总和。

图 3-8 展示了脉冲常数为 6400 的脉冲生成流程图，但 TI 建议在能量计支持超过 80A 的电流时将该值降至 3600 或更低。

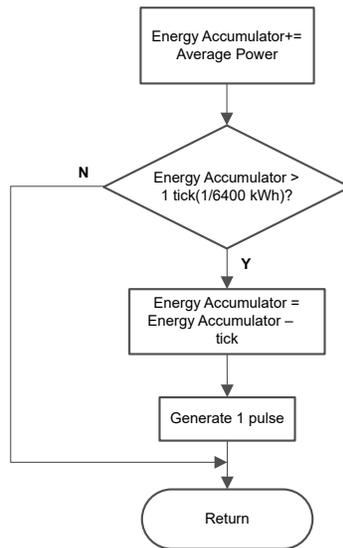


图 3-8. 用于电能指示的脉冲生成

平均功率以 0.001W 为单位，方程式 24 中定义了 1kWh 阈值。

$$\begin{aligned}
 1\text{kWh threshold} &= \frac{1}{0.001} \times 1 \text{ kW} \times (\text{Number of interrupts per second}) \times (\text{Number of seconds in one hour}) \\
 &= 1000000 \times 8000 \times 3600 = 0x1A3185C50000
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

3.1.13 相位补偿

当使用电流互感器 (CT) 作为传感器时，CT 会在电流信号上引入额外的相移。此外，电压和电流输入电路的无源器件也可能会引入相移。为提供准确的测量结果，设计人员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 4000Hz 采样率相当于 50Hz 下的 0.0176° 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 **ADS131M02** 和 **AMC131M03** 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，因此没有必要除以滤波器系数的增益。

3.2 测试设置

TIDA-010944 设计的俯视图 (突出显示元件) 所示为 TIDA-010944 图片，所有功能都位于 PCB 的顶层；PCB 的底层没有任何组件。

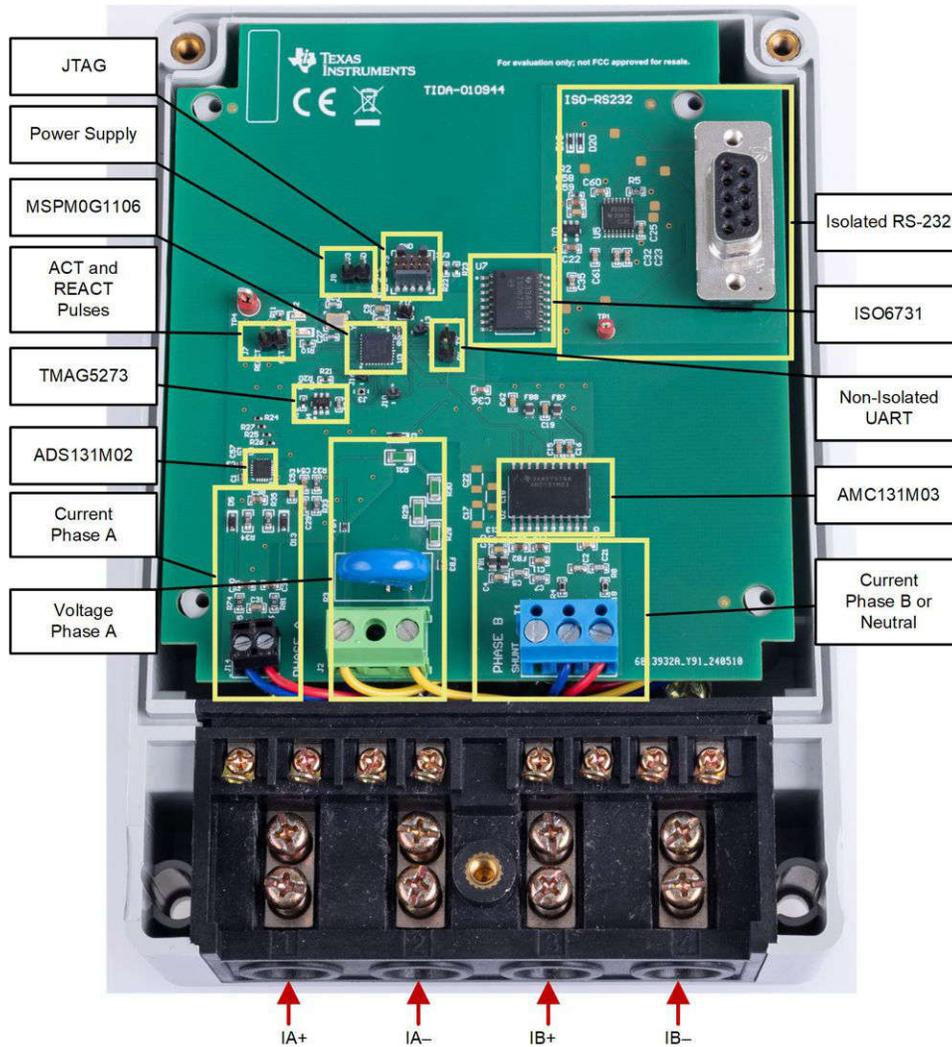


图 3-9. TIDA-010944 设计的俯视图 (突出显示元件)

A 相电压施加到 J2，而端子块 J1 和 J14 用于分别连接 B 相和 A 相的分流器。

端子块 J2 有两个位置：位置 1 连接至 A 相电压，位置 2 连接至中性线 (具有 1P2W 的单相星形) 或 B 相电压 (具有 2 个间隔 180° 的线电压或 2P2W 的分相 Δ 型)。

3.2.1 电源选项和跳线设置

M0+ MCU 和两个独立 ADC 通过将 3.3V 外部电源连接到 J8 而由外部电源供电，而且，通过 J8 可访问 GND 和 VDD_3V3 引脚。用于与 PC GUI 通信的 UART 端口可通过隔离式 9 引脚 RS232 连接器 RS1 或非隔离式 J4 访问。通过 J7 接头可以访问校准所需的 ACT 和 REACT 脉冲输出。

请注意，J4 未进行隔离，因此以市电运行时，请勿在此处使用测量设备（尤其是在系统以线路为基准时）。如果设备通过电池供电且不连接市电，或者交流市电处于隔离状态，则适用此情况（除非此设计的电路板的外部某一隔离器用来在接头位置连接）。

在高电流下，端子块可能会变热。此外请注意，相电压会馈送到电路板，因此请采取适当的预防措施。

警告



表面高温！接触会导致烫伤。请勿触摸。操作时请采取适当的预防措施。

小心



高压！将电路板连接到带电的导线时可能会发生电击。电路板应由专业人员小心处理。为安全起见，强烈建议使用具有过压或过流保护功能的隔离式测试设备。

3.2.2 电表计量精度测试

为了测试电表配置中的计量精度，使用源发生器在图 3-9 中提到的正确位置向系统提供电压和电流。在此设计中，两个相位均使用了 120V 标称电压（在线和中性线之间）、10A 校准电流和 50Hz 标称频率。

当向系统施加电压和电流时，系统以 6400 个脉冲/kWh 的速率输出累积有功电能脉冲和累积无功电能脉冲。此脉冲输出馈入参考表（在此参考设计的测试设备中，该脉冲输出集成在用于电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系统的有功与无功电能输出脉冲确定的电能测量值，确定电能百分比误差。对于分相配置，在执行电能增益校准和相位补偿后，执行累积有功电能误差测试、累积无功电能误差测试、单个相位有功电能测试和频率变化测试，如节 3.2.4 所述。除了电能误差测试外，还测量 RMS 电压百分比误差和 RMS 电流百分比误差。

3.2.3 查看计量读数和校准

本部分介绍使用测试软件验证此设计结果的方法。

3.2.3.1 从 PC 校准和查看结果

要从 GUI 查看计量参数值，请执行以下步骤：

1. 使用 RS-232 电缆将参考设计连接到 PC。如果 PC 没有 RS-232 适配器，请使用串行 RS-232 适配器在插入适配器的 PC 上创建一个 COM 端口，默认 UART 设置为 9600,8,n,1。
2. 打开 GUI 文件夹，并在文本编辑器中打开 *calibration-config.xml*。
3. 将 *meter* 标签内的 *port name* 字段更改为连接到系统的 COM 端口。如图 3-10 所示，此字段更改为 COM7。

```

260     </correction>
261 </phase>
262 </temperature/>
263 </rtc/>
264 </cal-defaults>
265 <meter position="1">
266 <port name="com7" speed="9600"/>
267 </meter>
268 <reference-meter>
269 <port name="USB0::0x0A69::0x0835::A66200101281::INSTR"/>
270 <type id="chroma-66202"/>
271 <log requests="on" responses="on"/>
272 <scaling voltage="1.0" current="1.0"/>
273 </reference-meter>

```

图 3-10. 更改了 GUI 配置文件以与电能测量系统通信

4. 运行位于 GUI 文件夹中的 *calibrator.exe* 文件。如果 *calibration-config.xml* 中的 COM 端口在上一步中更改为连接到参考设计的 COM 端口，则 GUI 将打开 (请参阅图 3-11)。如果 GUI 正确连接到设计，左上角的按钮为绿色。如果连接有问题或代码配置不正确，则此按钮为红色。点击绿色按钮查看结果。

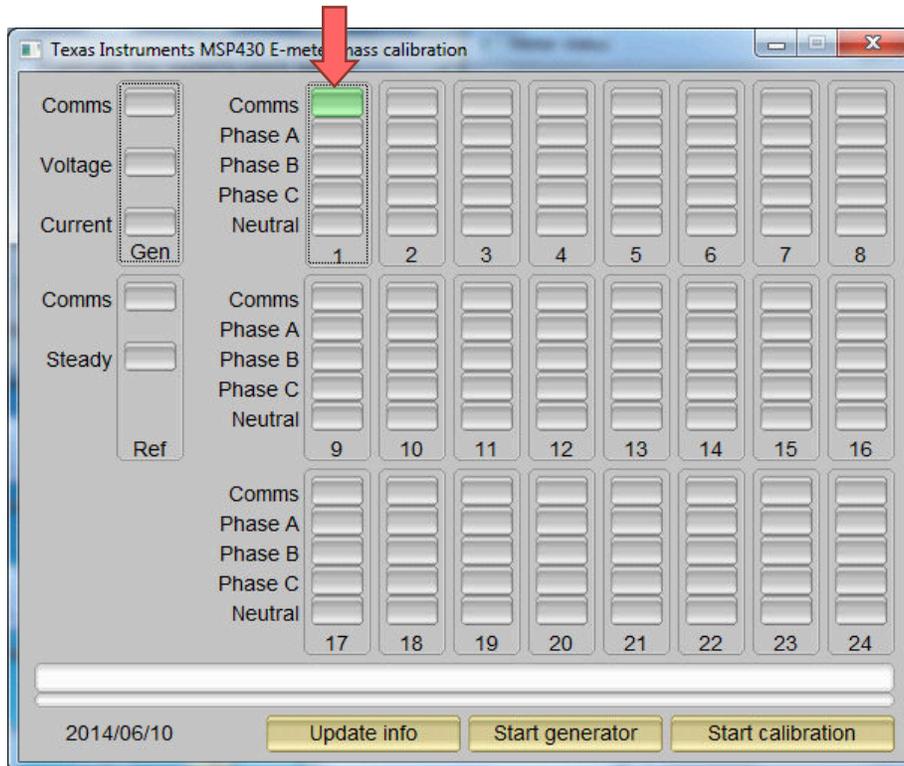


图 3-11. GUI 启动窗口

点击绿色按钮后，结果窗口将打开（请参阅图 3-12）。在此图中，*Power factor* 值末尾的“L”或“C”分别表示感性负载或容性负载。

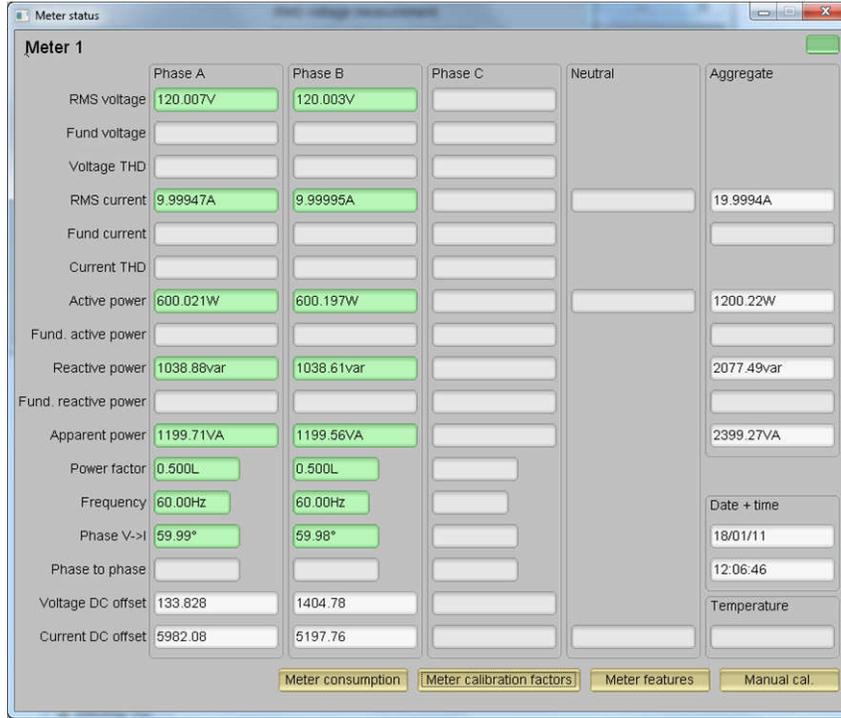


图 3-12. GUI 结果窗口

在结果窗口中，点击 *Meter Consumption* 按钮查看总能耗读数。用户点击此按钮后，将弹出 *Meter events and consumption* 窗口，如图 3-13 所示。



图 3-13. 电表事件和能耗窗口

在结果窗口中，用户还可以点击 *Meter features* 按钮查看电表设置，点击 *Meter calibration factors* 按钮查看系统校准因数，或点击 *Manual cal.* 按钮打开用于校准系统的窗口。

3.2.4 MSPM0+ MCU 的校准和闪存设置

校准是任何电表性能的关键，每个电表都必须进行校准才能发挥良好性能。最初，由于器件间差异、传感器精度和其他无源容差，每个电表的精度都不同。为消除影响，必须校准每个电表。要准确执行校准，必须具有一个精确的交流测试源和一个参考表。此测试源必须能够生成任何所需的电压、电流和相移（V 和 I 之间）。为计算测量误差，参考表用作接口连接测试源与校准电表。本节论述了用于简单校准此分相电表设计的有效方法。

用于显示测量结果的 GUI 也可轻松用于校准设计。校准期间，将在测试软件中修改校准因数类参数，以在测量中实现最小的误差。对于此电表，每个相位有六个主要校准因数，分别为电压比例因数、有功功率偏移（在 GUI 中错误地称为电压交流偏移）、电流比例因数、无功功率偏移（在 GUI 中错误地称为电流交流偏移）、功率比例因数和相位补偿因数。电压、电流和功率比例因数将计量软件中测量的数量转换为实际值，分别以伏特、安培和瓦特为单位。功率偏移用于减去电压-电流串扰，该串扰表现为恒定功率偏移，并会在低电流下导致更大误差。偏移校准未用于测试此特定设计。最后一个校准因数是相位补偿因数，用于补偿电流传感器和其他无源器件引入的任何相移。电压、电流和功率校准因数相互独立。因此，校准电压不会影响 RMS 电流或功率的读数。

当电表软件首次在 MSPM0G1106 器件上刷写时，默认校准因数将加载到这些校准因数。校准期间，通过 GUI 修改校准因数或值。校准因数还存储在最后一个 MSPM0+ MCU 闪存扇区中，因此，如果重新启动电表，校准因数将保持不变。

任何比例因数的校准都称为增益校正。相位补偿因数的校准称为相位校正。在整个校准过程中，交流测试源必须打开，电表连接应与图 3-9 一致，且电能脉冲应连接至参考表。

3.2.5 增益校准

通常，可以对所有相位同时进行电压和电流增益校正。但是，要对有功功率进行增益校正，需要参考表中每个相位的电能精度 (%)。此外，在对任何给定相位执行有功功率校准时，必须通过关闭电流并保留启用其他电压来关闭其他相位。

3.2.6 电压和电流增益校准

要校准电压和电流读数，请执行以下步骤：

1. 连接 GUI 以查看电压、电流、有功功率和其他计量参数的结果。
2. 配置测试源，为所有相位提供所需的电压和电流。确保这些是每个相电压和电流间相移为零度的电压和电流校准点。例如，120V、10A、0° (PF = 1)。通常，每个相位的这些值都相同。
3. 点击 *Manual cal.* 按钮（图 3-12 中）。此时会弹出图 3-14 中的屏幕：

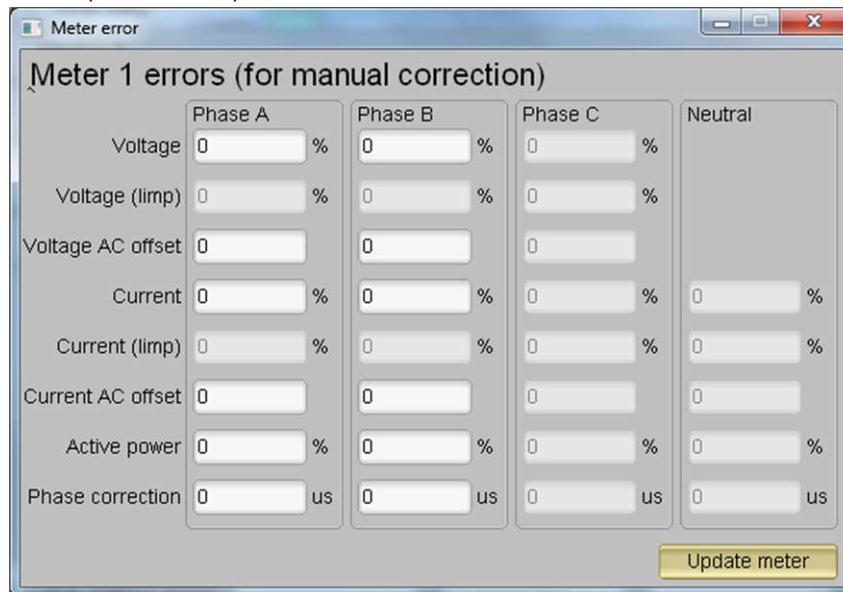


图 3-14. 手动校准窗口

4. 计算每个电压和电流的校正值。关于必须在电压和电流字段中输入的校正值，将使用方程式 25 进行计算：

$$\text{Correction (\%)} = \left(\frac{\text{value}_{\text{observed}}}{\text{value}_{\text{desired}}} - 1 \right) \times 100 \quad (25)$$

其中

- $\text{value}_{\text{observed}}$ 是 TI 仪表测量的值。
 - $\text{value}_{\text{desired}}$ 是在交流测试源中配置的校准点
5. 计算所有电压和电流后，将这些值原样输入到相应相位的电压和电流字段中。
 6. 点击 **Update meter** 按钮，然后 GUI 上观察到的电压和电流值将立即稳定至所需的电压和电流。

3.2.7 有源功率增益校准

备注

本部分是其中一个相位的示例。对于其他两个相位，可以重复这些步骤。

对电压和电流执行增益校正后，完成有功功率的增益校正。与电压和电流相比，有功功率的增益校正方式有所不同。尽管从概念上讲，可以像电压和功率一样计算有功电能的百分比误差，但请避免使用此方法，因为它不够准确。

获得校正 (%) 的理想选择是直接借鉴来自有功功率参考表的测量误差。此误差通过向参考表馈送电能脉冲来获得。如需执行有功功率校准，请完成以下步骤：

1. 关闭系统并将系统的电能脉冲输出连接到参考表。配置参考表，根据这些脉冲输入测量有功功率误差。
2. 打开交流测试源。
3. 使用与电压和电流增益校准部分相同的电压、电流和 0° 相移，重复执行该部分中的步骤 1 至步骤 3。
4. 从参考表获取测量误差百分比。可能为负值。
5. 在 GUI 窗口中相应相位下的 **Active Power** 字段中输入步骤 4 中获得的误差。此误差已是数值，无需计算。
6. 点击 **Update meter** 按钮，参考表上的误差值会立即稳定至接近零的值。

3.2.8 偏移校准

执行增益校准后，如果低电流下的精度不可接受，请执行偏移校准。偏移校准会消除所有串扰，如线电压对相位电流通道的串扰。

要对相位执行有功功率偏移校准，只需将要从有功功率读数中减去的偏移量（以 mW 为单位）添加到有功功率偏移的当前值（在图 3-15 中标为“Voltage AC off”），然后将这一新值输入手动校准窗口中的 **Voltage AC offset** 字段。例如，如果 **Voltage AC off** 在图 3-15 中的值为 200 (0.2W)，并且需要再减去 0.300mW，则应在手动校准窗口的 **Voltage AC offset** 字段中输入值 500。在手动校准窗口的 **Voltage AC offset** 字段中输入值后，按下 **Update meter** 按钮。

要对相位执行无功功率偏移校准，所遵循的流程与用于执行有功功率偏移校准的流程相似。将要从不功率读数中减去的偏移量（以 mvar 为单位）添加到无功功率偏移的当前值（在图 3-15 中标为“Current AC offset”），然后将该值输入手动校准窗口中的 **Current AC offset** 字段。在手动校准窗口的 **Current AC offset** 字段中输入值后，按下 **Update meter** 按钮。

3.2.9 相位校准

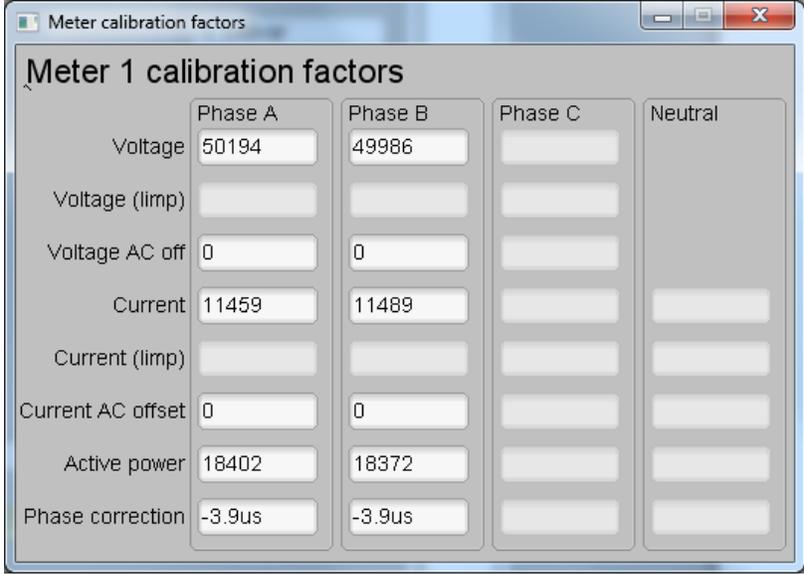
执行功率增益校正后，应进行相位校准。与有功功率增益校准相似，要在一个相位上执行相位校正，必须禁用其他两个相位。要执行相位校正校准，请完成以下步骤：

1. 如果已关闭或重新配置交流测试源，请执行第 1 步至第 3 步（电压和电流增益校准部分），同时使用与该部分中相同的电压和电流。
2. 将当前不进行校准的所有其他相位的电流设置为 0A，从而禁用这些相位。
3. 仅将相移修改为非零值；通常选择 $+60^\circ$ 。参考表此时会显示不同的有功功率测量百分比误差。该值可以为负值。
4. 如果第 3 步中的误差不接近零或不可接受，请遵循以下步骤来执行相位校正：

- a. 对于要校准的相位，输入一个值以更新 **Phase Correction** 字段。通常，必须输入一个小的 \pm 整数，使误差更接近零。此外，若相移大于 0 （例如： $+60^\circ$ ），则正（负）误差需要一个正（负）数字作为校正。
- b. 点击 **Update meter** 按钮，监测参考表上的误差值。
- c. 如果此测量误差（%）不够准确，请在第 **4a** 步和第 **4b** 步的基础上递增或递减 1 以进行微调。请注意，在某个点之后，微调只会导致误差在零两侧振荡。必须选择使绝对误差最小的值。
- d. 现在将相位更改为 -60° ，然后检查此误差是否仍可接受。理想情况下，在滞后和超前条件下，相同相移的误差必须对称。

执行相位校准后，即完成了一个相位的校准。必须对其他相位执行增益校准、偏移校准和相位校准。

至此已完成两个相位的电压、电流和功率校准。要查看新的校准因数（参阅图 3-15），请点击图 3-12 中 GUI 计量结果窗口的 **Meter calibration factors** 按钮。对于这些显示的校准因数，请注意 **Voltage AC off** 参数实际表示从每次测量值中减去的有功功率偏移量（以 **mW** 为单位），**Current AC offset** 参数实际表示从无功功率读数中减去的无功功率偏移量（以 **mvar** 为单位）。此外，这里还显示了使用双电压配置的仪表的校准因数示例。如果该仪表采用单电压配置，则电压和有功功率比例因数约为图 3-12 中所示值的一半，原因是通过线电压测量会得到两个相位的电压读数，而不是测量两个相电压。在分相系统的理想条件下，线电压测量值 **RMS** 是两个相电压测量值 **RMS** 中任一个的两倍，这意味着在测量线电压时，馈送到 **ADC** 的电压也是相电压测量值的两倍。因此，对于单电压配置，必须将电压和功率读数除以额外因数 2 ，这是通过遵循有功功率和电压增益校准步骤自动完成的。



	Phase A	Phase B	Phase C	Neutral
Voltage	50194	49986		
Voltage (limp)				
Voltage AC off	0	0		
Current	11459	11489		
Current (limp)				
Current AC offset	0	0		
Active power	18402	18372		
Phase correction	-3.9us	-3.9us		

图 3-15. 校准因数窗口

点击 **Meter features** 按钮（图 3-12 中所示），进入图 3-16 显示的窗口，从而查看系统的配置。

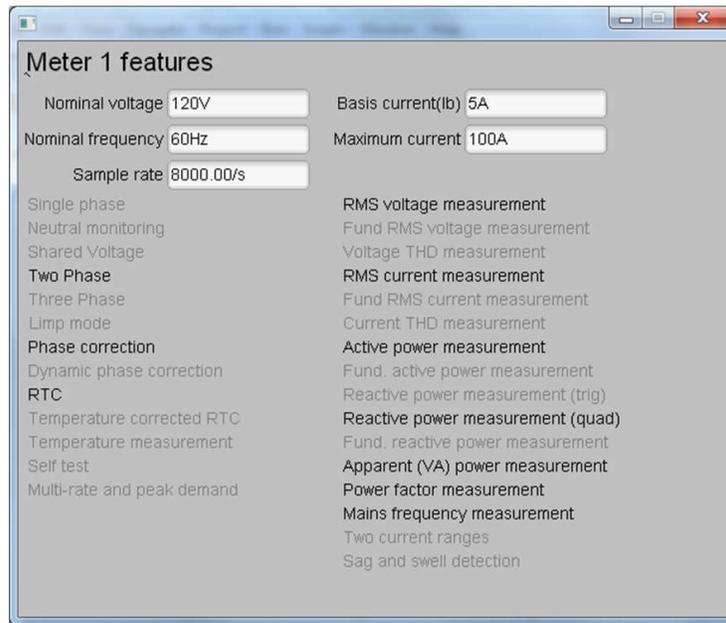


图 3-16. 仪表功能窗口

3.3 测试结果

为了测试计量精度，需要使用源发生器向系统提供电压 (J2) 和电流 (J14 和 J1)。此外，使用 120V 标称电压、10A 校准电流以及 60° 下的相位校准和 60Hz 标称频率。在所有测试期间，直接使用工作台的 3V3 电源为电路板供电。

当向系统施加电压和电流时，系统以 6400 个脉冲/kWh 的速率输出有功电能脉冲和无功电能脉冲。此脉冲输出馈入参考表（在此参考设计的测试设备中，该脉冲输出集成在用于电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系统的有功与无功电能输出脉冲确定的电能测量值，确定电能百分比误差。在此参考设计中，有功电能误差测试和无功电能误差测试是在运行电能增益校准、相位校准和电能偏移校准后执行的。

使用两个 200 $\mu\Omega$ 分流器执行所有有功和无功电能测试，电流在 100mA 和 100A 之间变化，而电压保持在 120V。

3.3.1 能量计量精度结果

对于以下测试结果，对电表应用了增益、相位和偏移校准。在更高的电流下，所示的百分比误差主要由分流电阻漂移决定，这种漂移是由于高电流产生的热量增加引起的。

对于累积有功电能误差、累积无功电能误差测试和单个相有功电能测试，电流在 100mA 到 100A 之间变化。对于累积有功电能和单个相位误差测试，在馈入参考设计的电压和电流波形之间施加 0° (PF = 1)、PF = 0.5i (电感) 和 PF = 0.8c (电容) 的相移。根据有功电能输出脉冲的误差，针对三个 PF 值创建了一个有功电能百分比误差与电流间的关系图。

对于累积无功电能误差测试，遵循了类似的过程（但未使用 90° ($\sin \phi = 1i$)、 $\sin \phi = 0.5i$ (电感) 和 $\sin \phi = 0.8c$ (电容) 相移)，并且绘制了累积无功电能误差，而非累积有功电能误差。

在累积有功和无功电能测试中，对每个相位的电能读数之和进行精度测试。相比之下，对于单个相位有功电能测试，测试了单个相位电能读数 (A 相和 B 相，如果使用了分相模式)。在测试一个相位的单个电能精度时，通过为另一相位的电流提供 0A 输入来禁用此相位，这样，累积有功电能读数在理想情况下等于单个相位电压，这允许使用累积电能脉冲输出来测试单个相位的精度。所有这些测试均使用 ADS131M02 和 AMC131M03 器件的 4kSPS 采样率设置运行。

对于 A 相和 B 相的 V_{RMS} 精度测试，电压在 10V 至 270V 范围内变化，而电流在 10A 时保持稳定。也可以进行超过 270V 的测试；然而，这需从设计中移除 275V 变阻器并将其替换为额定电压更高的变阻器。

对于 A 相和 B 相上的 I_{RMS} 精度测试，电压稳定在 120V，而电流在 0.1A 至 100A 范围内变化。

以下 4 张星形和 Δ 型配置的有功功率和无功功率图符合 IEC 62053-22 的 0.2 S 级精度限值，假设 $I_{nominal} = 15A$ ，因此 $I_{nominal}$ 的 5% 点位于 750mA 处。

通过五个测试系列计算每次测量的平均误差，按顺序针对每个电流值进行测量，然后计算这五个测量值的最大偏差（下图中未显示），以确认该量子系统的稳定性低于允许最大误差的 10%。

表 3-1. 有功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$ 分流器，星形 (Y 型) 配置

电流 (A)	平均误差 % PF = 1 , $\cos \phi = 0^\circ$	限值 (%) [0.2 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	限值 (%) [0.5 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	平均误差 % PF = 0.5i , $\cos \phi = 60^\circ$	限值 (%) [0.2 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	限值 (%) [0.5 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	平均误差 % PF = 0.8c , $\cos \phi = -36.87^\circ$
0.1	0.198	0.4	1.0	0.143	0.5	1.0	0.125
0.5	0.0574	0.4	1.0	-0.014	0.5	1.0	-0.0356
0.75	0.0416	0.4	1.0	-0.053	0.5	1.0	0.0344
1.5	0.038	0.2	0.5	-0.085	0.3	0.6	0.0678
3	0.0042	0.2	0.5	-0.081	0.3	0.6	0.085
7.5	0.0098	0.2	0.5	-0.105	0.3	0.6	0.1116
15	0.0174	0.2	0.5	-0.061	0.3	0.6	0.1406
30	0.017	0.2	0.5	-0.078	0.3	0.6	0.0476
60	-0.016	0.2	0.5	-0.076	0.3	0.6	0.1118
75	-0.0778	0.2	0.5	-0.151	0.3	0.6	0.0774
100	-0.0144	0.2	0.5	-0.2	0.3	0.6	-0.0968

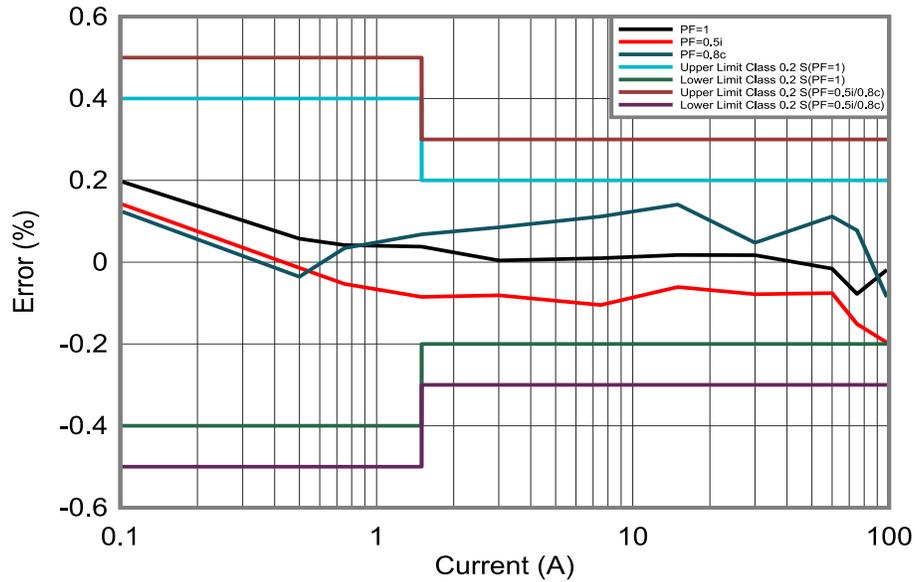


图 3-17. 有功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$ 分流器，星形 (Y 型) 配置

表 3-2. 无功电能百分比误差与电流间的关系， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，星形 (Y 型) 配置

电流 (A)	平均误差 % $\sin \phi = 1i (90^\circ)$	平均误差 % $\sin \phi = 0.5i (30^\circ)$	平均误差 % $\sin \phi = 0.8c (-53.13^\circ)$
0.1	0.1	0.25	0.07
0.5	0.05	0.26	0.08
0.75	-0.09	0.32	0.09
1.5	0.06	0.28	0.08
3	0.04	0.28	0.11
7.5	0.04	0.29	0.09
15	0.07	0.28	0.1
30	0.07	0.27	0.09
60	0.02	0.27	0.08
75	-0.06	0.21	0.02
100	-0.38	-0.15	-0.12

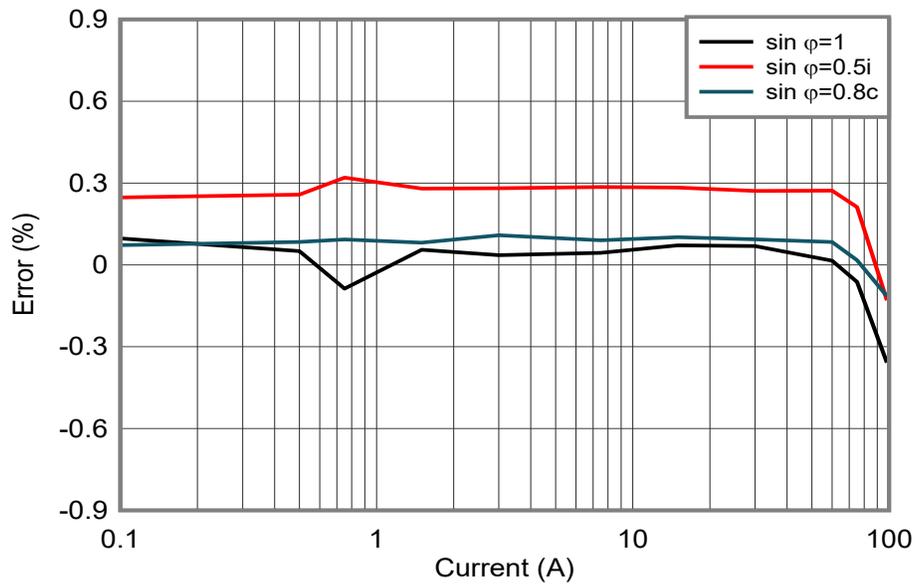


图 3-18. 无功电能百分比误差与电流间的关系， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，星形 (Y 型) 配置

表 3-3. 有功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$ 分流器， Δ 型配置

电流 (A)	平均误差 % PF = 1 , $\cos \phi = 0^\circ$	限值 (%) [0.2 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	限值 (%) [0.5 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	平均误差 % PF = 0.5i , $\cos \phi = 60^\circ$	限值 (%) [0.2 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	限值 (%) [0.5 级] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	平均误差 % PF = 0.8c , $\cos \phi = -36.87^\circ$
0.1	0.240	0.4	1.0	0.381	0.5	1.0	0.307
0.5	0.073	0.4	1.0	0.059	0.5	1.0	0.1
0.75	0.091	0.4	1.0	0.042	0.5	1.0	0.122
1.5	0.09	0.2	0.5	0.016	0.3	0.6	0.064
3	0.082	0.2	0.5	0.025	0.3	0.6	0.098
7.5	0.074	0.2	0.5	0.001	0.3	0.6	0.055
15	0.049	0.2	0.5	0.017	0.3	0.6	0.086
30	0.106	0.2	0.5	0.032	0.3	0.6	0.127
60	0.083	0.2	0.5	0.031	0.3	0.6	0.145
75	0.089	0.2	0.5	-0	0.3	0.6	0.081
100	0.037	0.2	0.5	-0.04	0.3	0.6	0.011

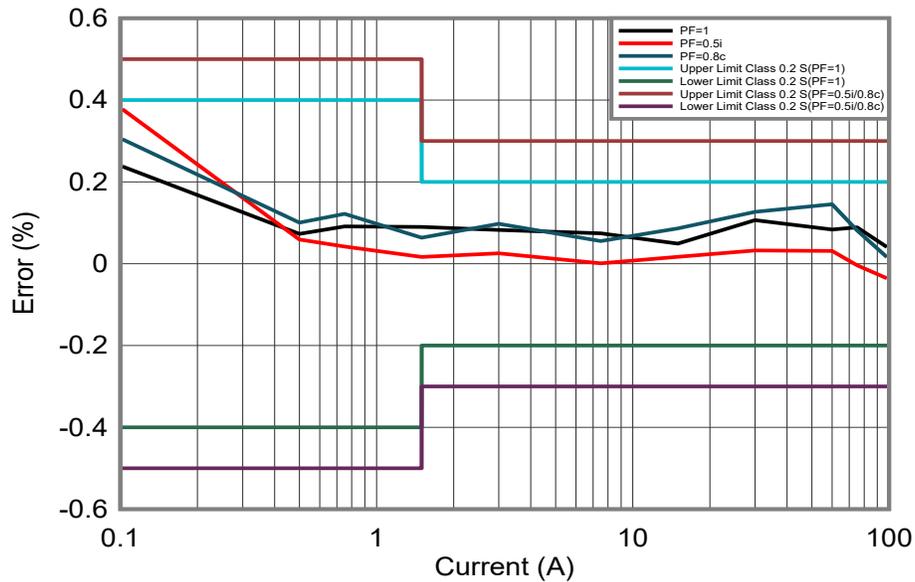


图 3-19. 有功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$ 分流器， Δ 型配置

表 3-4. 无功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$ 分流器， Δ 型配置

电流 (A)	平均误差 % $\sin \phi = 1i (90^\circ)$	平均误差 % $\sin \phi = 0.5i (30^\circ)$	平均误差 % $\sin \phi = 0.8c (-53.13^\circ)$
0.1	-1.93	-3.3	5.14
0.5	0.54	-1.34	1.11
0.75	-0.19	-0.8	0.75
1.5	-0.06	-0.35	0.39
3	0.02	-0.1	0.22
7.5	0.06	0.08	0.1
15	0.08	0.13	0.07
30	0.08	0.11	0.06
60	0.07	-0.01	0.01
75	0.01	-0.17	-0.02
100	-0.15	-0	-0.12

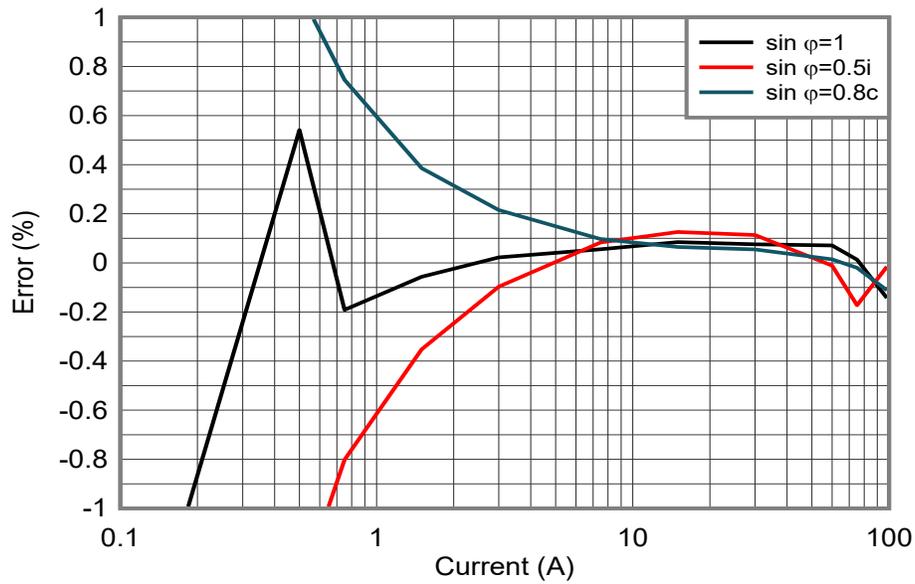


图 3-20. 无功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$ 分流器， Δ 型配置

图 3-21 至图 3-24 展示了每个相位的 I_{RMS} 和 V_{RMS} ，其中误差百分比列是通过比较相应的 MTE 读数和 GUI 读数生成的。在这些图中，记录了单个测量值。

表 3-5. 10A 时的 V_{RMS} 百分比误差， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，A 相

电压 (V)	百分比误差
10	-0.013
30	-0.01
50	0.003
70	-0.017
90	-0.025
100	-0.005
120	-0.013
140	-0.040
160	-0.015
180	-0.028
200	-0.022
220	-0.022
230	-0.027
240	-0.029
260	-0.019
270	-0.022

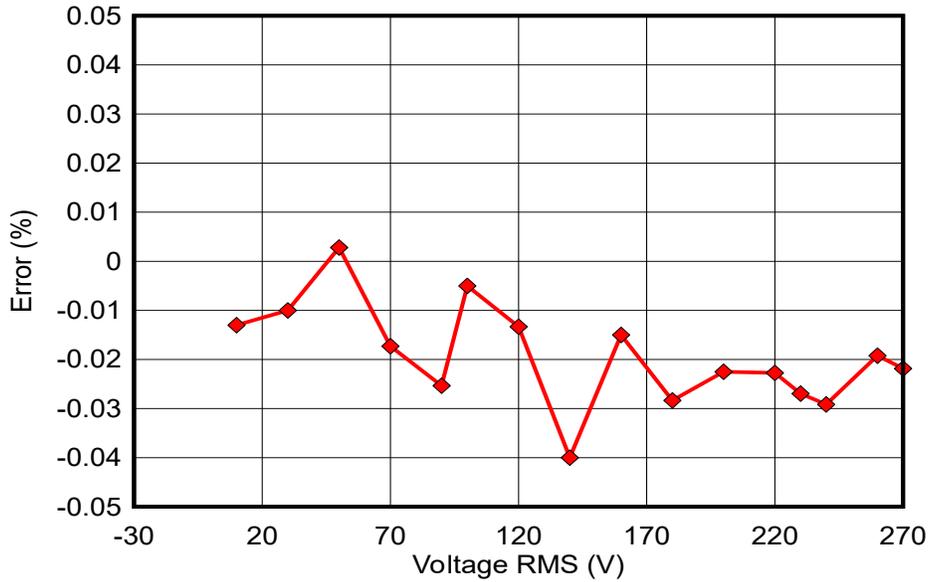


图 3-21. 10A 时的 V_{RMS} 百分比误差， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，A 相

表 3-6. 120V 时的 I_{RMS} 百分比误差， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，
A 相

电流 (A)	百分比误差
0.01	-36.318
0.025	-14.410
0.05	-3.246
0.1	-0.751
0.25	-0.107
0.5	-0.030
1	-0.053
2	-0.049
5	-0.038
10	-0.039
20	-0.056
30	-0.041
40	-0.028
50	-0.003
60	-0.011
70	-0.015
80	0.020
90	0.029
100	0.071

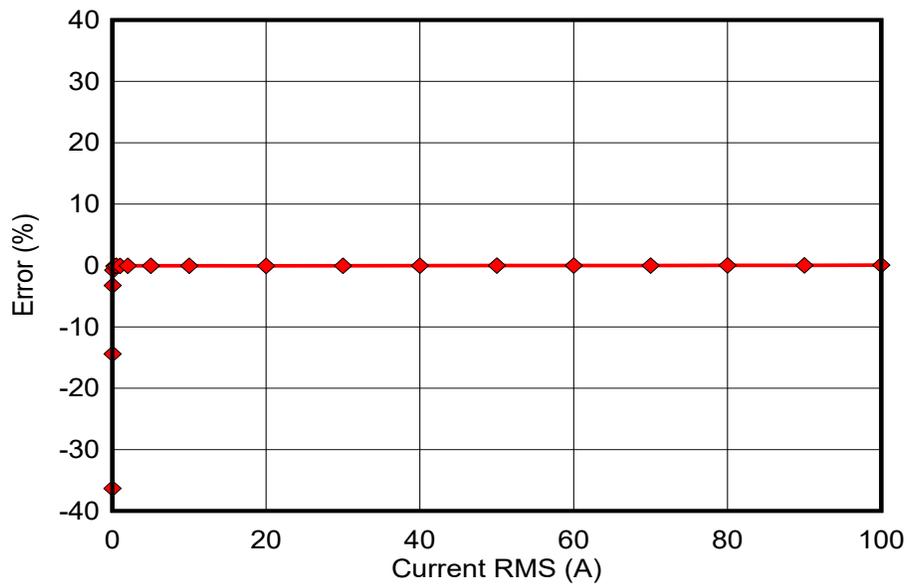


图 3-22. 120V 时的 I_{RMS} 百分比误差， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，A 相

表 3-7. 10A 时的 V_{RMS} 百分比误差, $200\ \mu\ \Omega$ 分流器, B 相

电压 (V)	百分比误差
9	0.253
10	0.070
30	-0.034
50	-0.012
70	-0.026
90	-0.016
100	0.009
120	-0.013
140	-0.036
160	-0.024
180	-0.036
200	-0.033
220	-0.035
230	-0.036
240	-0.045
260	-0.049
270	-0.025

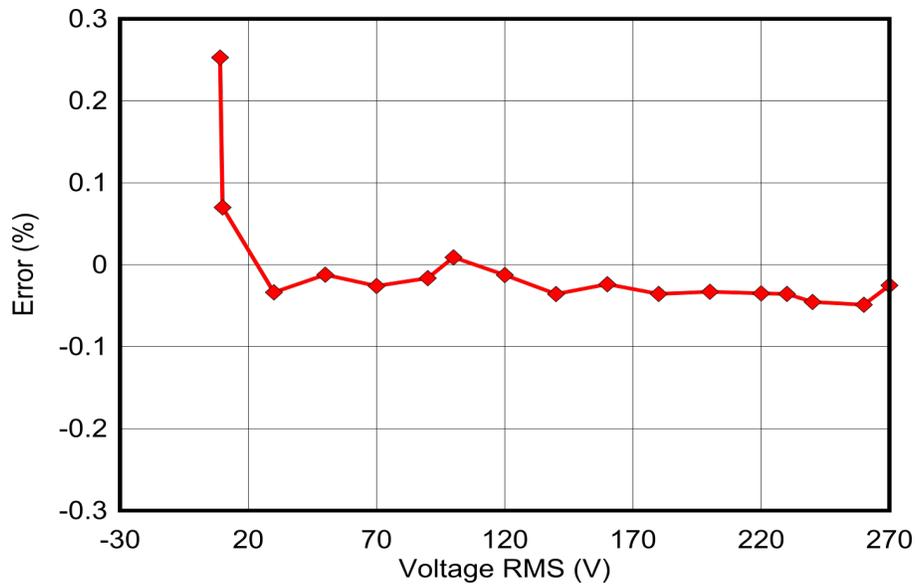


图 3-23. 10A 时的 V_{RMS} 百分比误差, $200\ \mu\ \Omega$ 分流器, B 相

表 3-8. 120V 时的 I_{RMS} 百分比误差， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，**B 相**

电流 (A)	百分比误差
0.01	-32.557
0.025	-13.645
0.05	-5.802
0.1	-0.323
0.25	-0.199
0.5	-0.117
1	-0.057
2	-0.051
5	-0.028
10	-0.046
20	-0.034
30	-0.037
40	-0.035
50	-0.034
60	-0.013
70	0.018
80	0.035
90	0.106
100	0.189

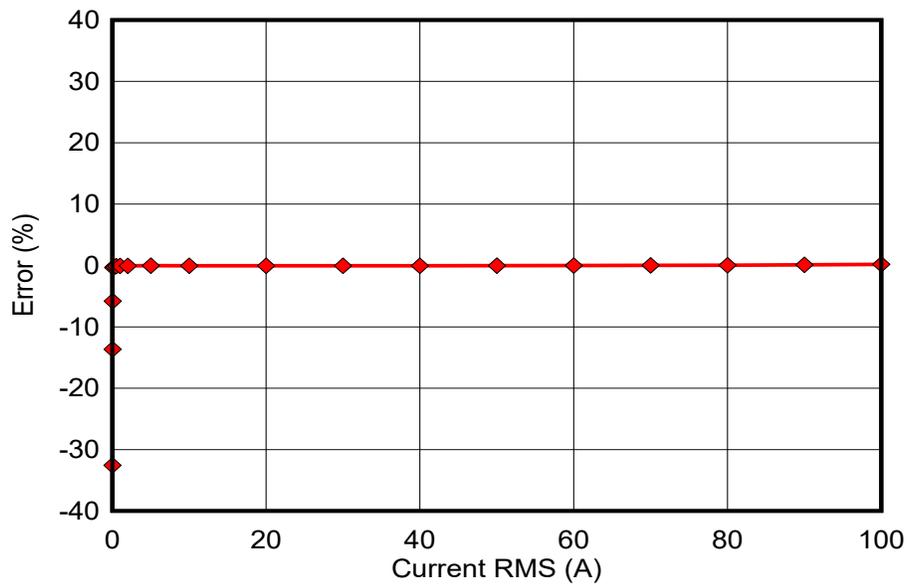


图 3-24. 120V 时的 I_{RMS} 百分比误差， $200\ \mu\ \Omega$ 分流器，**B 相**

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010944](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010944](#) 的设计文件。

4.1.3 PCB 布局建议

对于此设计，请遵循以下通用指南：

- 将去耦电容放置在靠近相关引脚的位置。
- 使用接地平面而不是接地布线，尽量减少接地平面中的切口，尤其是 **ADS131M02** 和 **AMC131M03** 附近的切口。在该设计中，**A** 相和 **B** 相 **HGND** (高压侧) 的顶层和底层都有一个地平面；这种情况下，请通过充分使用过孔来确保平面之间良好拼接。
- 保持通往每个 **ADC** 通道输入端的两条布线对称，并且彼此尽可能靠近。
- 如果不执行功率偏移，则从电压通道到电流通道的串扰会降低较低电流下的精度。
- 对于 **ADS131M02** 和 **AMC131M03** 器件，应将 **0.1 μF** 电容器放置在更靠近 **AVDD** 引脚的位置，而不是 **1 μF** 电容器。对于连接到 **DVDD** 的 **0.1 μF** 电容器和 **1 μF** 电容器，同样如此。
- 尽量缩短用于将晶体连接到微控制器的布线的长度。围绕晶体引线放置保护环，并将晶体外壳接地。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。
- 对隔离式 **RS-232** 使用不同的接地层。这另一个接地层为 **RS-232** 的地电位，而不是电路板中其他位置使用的 **GND**。
- 确保 **ISO6731** 隔离器件满足建议的间隙和爬电间距。

4.1.4 布局图

要下载板层图，请参阅 [TIDA-010944](#) 中的设计文件。

4.1.5 Altium 工程

要下载 Altium Designer® 工程文件，请参阅 [TIDA-010944](#) 中的设计文件。

4.1.6 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010944](#) 的设计文件。

4.1.7 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-010944](#) 中的设计文件。

4.2 工具与软件

工具

CCSTUDIO Code Composer Studio™ 集成式开发环境 (IDE)

SYSCONFIG 包含直观图形用户界面的系统配置工具，用于配置引脚、外设、无线电、软件栈、RTOS、时钟树和其他元件。

软件

TIDA-010944 最新 **MSPM0 SDK** 中 TIDA-010944 能源库的源代码，此源代码具有默认安装路径：

固件 C:\ti\mspm0_sdk_2_01_00_03\examples\nortos\LP_MSPM0G3507\energy_metrology\split-phase\TIDA_010944_SW

4.3 文档支持

- 德州仪器 (TI)，[AMC131M03 具有集成直流/直流转换器的 3 通道、64kSPS、同步采样、24 位隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ ADC 数据表](#)。
- 德州仪器 (TI)，[ADS131M02 2 通道、同步采样、24 位 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ ADC 数据表](#)
- 德州仪器 (TI)，[MSPM0G110x 混合信号微控制器数据表](#)
- 德州仪器 (TI)，[ISO6731 EMC 性能优异的通用三通道数字隔离器数据表](#)
- Smart Energy International, [Implementing magnetic tamper detection in electricity meters](#) .

4.4 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](#)。

4.5 商标

Code Composer Studio™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

Arm® and Cortex® are registered trademarks of Arm Limited.

Microsoft® and Windows® are registered trademarks of Microsoft Corporation.

Altium Designer® is a registered trademark of Altium LLC.

Wi-Fi® is a registered trademark of Wi-Fi Alliance.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 关于作者

MILEN STEFANOV (M.Sc.E.E) 是 TI 的系统工程师，负责电网基础设施领域，此外他还是射频通信技术和 (智能) 计量应用方面的专家。毕业后，他在开姆尼茨工业大学 (TUC) 担任了 5 年的研究助理，之后的三年半，他在半导体行业担任高速光和有线通信系统工程师。他于 2003 年加入 TI，成为一名 Wi-Fi® 专家，并为用于主要 OEM 的 TI Wi-Fi 产品提供支持。自 2010 年以来，他一直致力于开发面向欧洲电网基础设施市场的计量和 Sub-1GHz 射频设计。Stefanov 先生在欧洲发表了多篇关于 wM-Bus 技术的文章，并在于慕尼黑举行的无线大会与智能家居和计量峰会上提交了技术论文。

GAVIN LOERA (B.S BME) 是 TI 的系统工程师，负责电网基础设施领域，专注于电流检测技术和计量应用。毕业后，他曾任 Abbott Laboratories 的测试技术员，然后于 2022 年通过应用轮岗计划加入 TI。他加入了电网基础设施 SEM 团队，主要负责计量和电流检测。Gavin 在精密模数转换器 (PADC) 应用团队工作了六个月，在那里他了解了有关精确 ADC (电表的关键模拟组件) 的更多信息。

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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司