

## Design Guide: TIDA-010036

# 使用独立 ADC 的单相并联电表参考设计



## 说明

此参考设计使用独立多通道模数转换器 (ADC) 对分流传感器进行采样，从而实现 0.5 级单相电能测量。结合分流传感器和紧凑型抗磁干扰电源，该设计可提供对磁篡改攻击的防护能力。该设计还能够检测因零线断开导致的潜在篡改。8kHz 采样率和高性能 ARM® Cortex®-M4 MCU 相结合，使得能够实现电力质量功能，例如独立谐波分析。必要的软件功能已在 ADC Energy Metrology 库中实现。软件库可以使用 Code Composer Studio™ 或 IAR Embedded Workbench® 进行编译。

## 资源

TIDA-010036	设计文件夹
ADS131M04、MSP432P4111	产品文件夹
TPS7A78、TPS3840、TRS3232E	产品文件夹
THVD1500、ISO7731B	产品文件夹
ADC 电能计量库	软件

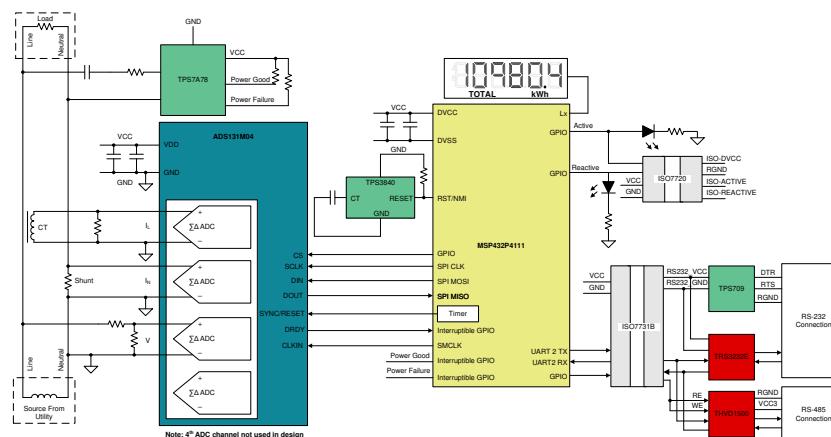
请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

## 特性

- 在 50mA 至 90A 输入范围内测试 0.5 级单相计量
- 计算参数包括有功和无功电能和功率、RMS 线路电流、RMS 中性线电流、RMS 电压、功率因数和线路频率
- 利用低功耗电流检测模式检测潜在的篡改攻击
- 紧凑型非磁性电源，带电源正常指示和电源故障警报
- 具有 5kV<sub>RMS</sub> 隔离的 RS-485 和 RS-232 接口
- 电能计量软件，并且可在 Windows® PC GUI 上显示结果。

## 应用

- 电表



## 1 系统说明

### 1.1 终端设备

#### 1.1.1 电表

每年，公用事业单位因非技术性损耗损失数十亿美元。对电力供应商而言，非技术性损耗的一种形式是电表篡改，即个人通过篡改电表来减缓或停止电能统计数据的累积，从而盗用电力。篡改电表的常见手段之一是使用磁铁。这种磁铁会干扰电源中的变压器以及电流互感器的电流传感器，从而实现到盗电。由于磁铁可能干扰电流变压器 (CT) 的工作，因此单相电表通常采用分流器作为电流传感器。分流器在低电流条件下产生的输出电压非常微弱，尤其是与电流变压器在相同低输入电流范围内产生的输出电压相比。因此，对于基于分流器设计的高精度电表来说，需要高精度的 ADC 来感测这些微小的分流器输出电压，从而实现对公用事业客户的精准计费。

除了确保计费准确外，公用事业公司还需为客户提供优质电能。然而，来自公用事业客户负载的电流谐波可能会在电网中引发电压谐波，从而影响多个公用事业客户的用电质量。通过执行谐波分析，公用事业供应商可以识别出那些对电能质量产生不良影响的客户负载。向电表添加谐波分析功能，可能需要增加电表采样率才能实现所需的频率范围。在提升采样频率的同时，往往必须确保测量精度不受影响，甚至还要进一步提高精度。而更高的采样速率也意味着处理量的显著增加。

随着电表对精度与数据处理能力的要求不断提升，要找到一款既能满足高精度计量，又具备强大处理性能的 SoC 变得愈发困难。要解决这一限制，可使用带有主机微控制器 (MCU) 的独立 ADC，以同时克服电表 SoC 的处理和精度限制。使用精确的独立式 ADC 通常具有以下优势：

- 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 无法达到的最低采样率要求（不影响精度）
- 能够在选择主控 MCU 时提供灵活性，因为您不必局限于选择具有高精度 ADC 的主机 MCU。能够根据应用要求选择主机 MCU，例如处理能力、用于记录电能使用情况的最小 RAM 和闪存存储，以及用于确保电表数据安全的 MCU 安全功能。

在本参考设计中，通过使用独立的 ADC 器件，实现了基于分流器的 0.5 级单相电能测量。独立 ADC 负责检测市电电压和电流。在电流检测方面，该设计通过使用分流器和 CT，同时测量火线和零线电流。通过测量这两路电流，即便有人试图通过绕过检测火线或零线电流来篡改电表，使电表记录的能耗低于实际消耗，也能正确检测计量参数。

当独立 ADC 产生新的采样数据时，主控 MCU 会通过 SPI 与独立 ADC 通信以获取这些新数据。随后，主机 MCU 利用独立 ADC 提供的最新采样数据来计算计量参数。除了计算计量参数外，主机 MCU 还驱动板的液晶显示器 (LCD)，并通过板上的隔离式 RS-232 电路或隔离式 RS-485 电路与个人计算机 (PC) 图形用户界面 (GUI) 进行通信。为提供额外保护，在设计中添加了外部 SVS 器件，以便在为主机 MCU 供电的电压不足时复位主机 MCU。通常，使用外部 SVS 比主机 MCU 上的内部 SVS 更安全。

在此设计中，测试软件专门支持计算单相电能测量的各种计量参数。这些参数可从校准 GUI 或 LCD 上查看。电能测量期间计算的关键参数包括：

- 有功功率、无功功率、视在功率和电能
- RMS 火线电流、RMS 零线电流和 RMS 电压
- 功率因数
- 线路频率

除了会影响电流变压器的电流传感器外，磁力篡改还可能影响电表电源中的变压器。为应对影响电表电源的磁力篡改攻击，一种可行方案是使用电容压降电源，这种电源不使用容易受磁场影响的变压器。然而，电容压降电源的一个缺点是最大输出电流较小。为了在不增加电源电容器尺寸的情况下提高电容压降电源的最大输出电流，可以用降压转换器配合电容压降电源替代传统电容压降电源中的 LDO。但使用降压转换器就需要加入电感器，而该电感器可能会像 CT 一样，受到外部磁场的影响。在本设计中，采用了交流电压稳压器来构建一种紧凑型的电容压降电源，该电源在不使用磁性元件的情况下，能够提供比传统电容压降电源更大的输出电流，从而使电源具有抗磁干扰能力。

另一种用于篡改电表的手段是断开电表的零线。如果断开零线，则测得的电压将为 0V，这将导致有功功率的测量值为 0W。当零线缺失时，主 AC/DC 将无法工作，因此必须使用备用电源（如电池或 CT 供电）为电表供电。对于这种篡改手段，虽然由于电压为 0V，有功功率显示为 0W，但火线中仍有电流流动，仍可被检测到。本设计中

使用的独立 ADC 具有电流检测模式，可用于在这种篡改场景下检测电流的存在。在此模式下，ADC 由内部振荡器驱动，当用户配置的样本数量超过用户定义的 ADC 阈值时，则向 MCU 触发中断，这可能表明存在篡改行为。由于 ADC 正在执行电流检测，因此 MCU 可以进入睡眠模式，直到独立 ADC 检测到电流并发出警报为止。这种电流检测模式功耗低，允许电表周期性进入该模式，而不会显著消耗电表运行所依赖的备用电源。设计中的 AC/DC 电源能够提前检测交流电源故障，无论是由于实际停电还是零线被拆除，都可以触发独立 ADC 进入电流检测模式。当电表在停电恢复后再次接通市电时，设计中的 AC/DC 电源会发出警报，可用于退出电流检测模式。

## 1.2 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

特性	说明
相位数	1
电表精度等级	0.5 级
电流传感器	分流器、电流变压器
测试电流范围	0.05 - 90A
ADS131M04 CLKIN 频率	8,192,000Hz
ADS131M04 $\Delta$ - $\Sigma$ 调制时钟频率	4,096,000Hz (= CLKIN / 2)
SPI 时钟	8,192,000Hz
过采样率 (OSR)	512
数字滤波器输出采样率	8,000 个样本/秒
相位补偿实现	软件
相位补偿分辨率	0.0088° ( 50Hz 时 ) 或 0.0105° ( 60Hz 时 )
选用的 CPU 时钟频率	48MHz
MCU 外部 SVS 电压	2.0-2.1 V
系统标称频率	50 或 60Hz
测量的参数	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 有功功率、无功功率、视在功率和电能</li> <li>• 均方根 (RMS) 火线电流、零线电流和电压</li> <li>• 功率因数</li> <li>• 线路频率</li> </ul>
被测参数的更新速率	约等于 1 秒
通信选项	<ul style="list-style-type: none"> <li>• LCD</li> <li>• 通过 5kV<sub>RMS</sub> 隔离式 RS-232 或 隔离式 RS-485 实现的 PC GUI</li> </ul>
使用的 LED	有功电能和无功电能
电路板电源	选项 1：使用电容压降电源时从交流电源获得的功率 选项 2：外部电源

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

图 2-1 展示了一幅方框图，该方框图呈现了基于 ADS131M04 的单相电能测量应用所采用的简要接口。

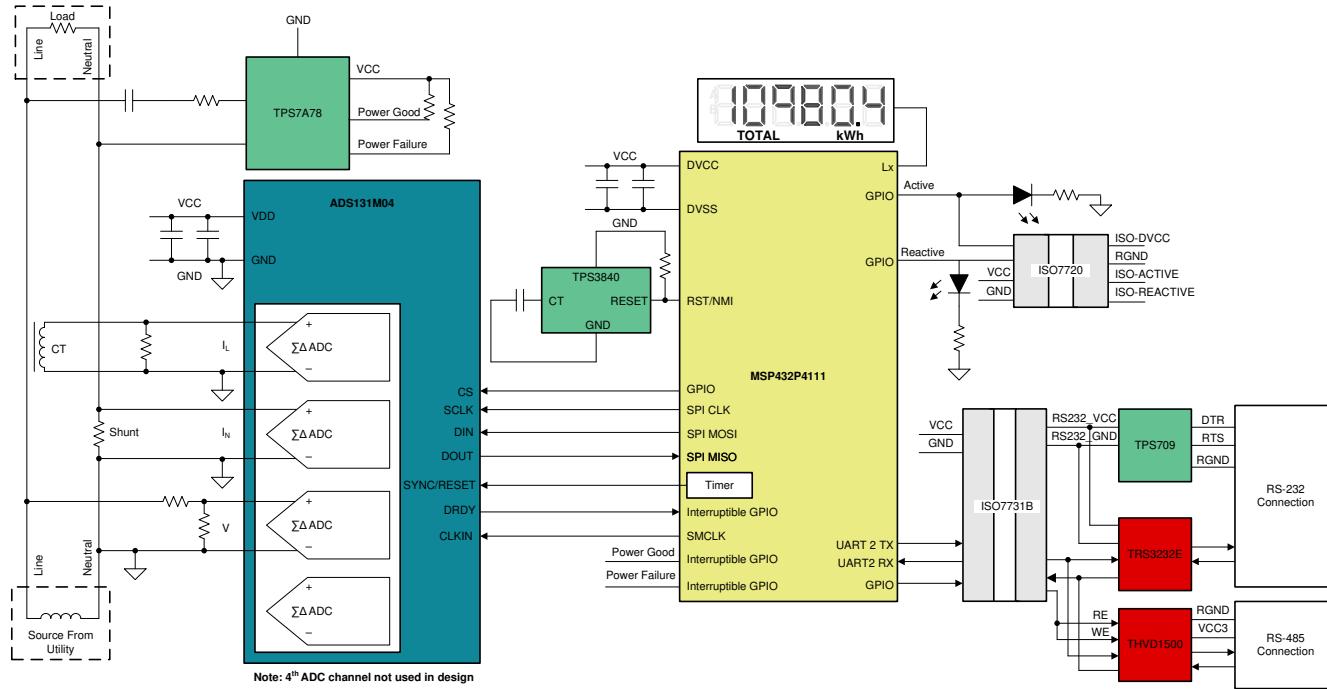


图 2-1. TIDA-010036 方框图

在 图 2-1 中，采用简单分压电路将市电电压转换为可被 ADC 采样的电压。电流测量采用两个电流传感器，其中一个用于检测线路电流，另一个用于检测中性线电流。该设计为电流传感器使用分流器和电流互感器。在 图 2-1 所示的系统中，CT 用于测量线路电流，分流器用于测量中性线电流，且系统以中性线为参考电位；同时该设计也支持另一种配置：用 CT 测量中性线电流，分流器测量线路电流，此时系统则以火线为参考电位。

对于分流式电流传感器，分流电阻的阻值选择需基于电能测量所需的电流范围，并同时实现分流器最大功耗的最小化。对于 CT 电流传感器，CT 具有关联的负载电阻器，必须始终连接该电阻器以保护测量器件。CT 和负载电阻器的选择基于制造商和电能测量所需的电流范围。

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 ADS131M04 器件的正常输入电压范围。ADS131M04 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 ADS131M04 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）。

在该设计中，ADS131M04 器件通过以下方式与 MSP432™ MCU 进行交互：

1. ADS131M04 器件使用的 CLKIN 时钟由 MSP432 MCU 的 SMCLK 时钟信号输出提供。
2. ADS131M04 器件将 CLKIN 引脚上提供的时钟进行二分频，并使用该分频时钟作为  $\Delta$ - $\Sigma$  调制时钟。
3. 当新的 ADC 样本就绪时，ADS131M04 器件使 DRDY 引脚生效，从而通知 MSP432 MCU 有新样本可用。
4. 在收到新样本通知后，MSP432 MCU 使用其中一个 SPI 接口和 DMA 从 ADS131M04 器件获取电压和电流样本。

在此设计中，TPS3840 器件用作 MSP432 MCU 的外部 SVS。尽管 MSP432 MCU 的内部 SVS 已满足此应用需求，但本设计仍采用独立的 TPS3840 SVS 器件，因为独立于 MCU 的电压监控器能提供额外的安全保障。

该设计采用 TPS7A78 器件实现电容降压式电源供电。与传统的电容降压式电源相比，此 TPS7A78 器件能够提供更高的输出电流。该器件还配备了电源故障监测引脚，当系统因停电或电表中性线断开而出现 AC 供电中断时，

可通过此引脚向 MCU 发出警报。TPS7A78 配备电源就绪引脚，可在停电恢复后电容降压电源的输出电压上升至正常值时，向 MCU 发出警报。

图 2-1 中的其他相关信号是用于精度测量和校准的有功和无功电能脉冲。ISO7720 器件为这些脉冲提供隔离式连接，以便连接到非隔离设备。当采用分流器测量相线电流且系统以该高压线路为参考电位时，此项功能尤为必要。

除隔离脉冲输出外，该设计还通过采用 TPS70933、ISO7731B 和 TRS3232E 器件实现隔离式 RS-232 通信。该设计也可通过板载的 ISO7731B 和 THVD1500 器件配置为使用 RS-485 通信（替代 RS-232）。

## 2.2 重点产品

### 2.2.1 ADS131M04

ADS131M04 器件是一款四通道、同步采样、24 位、二阶  $\Delta-\Sigma$  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，也可以连接分流器或 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，以确保通信完整性。图 2-2 显示了该器件的功能框图。

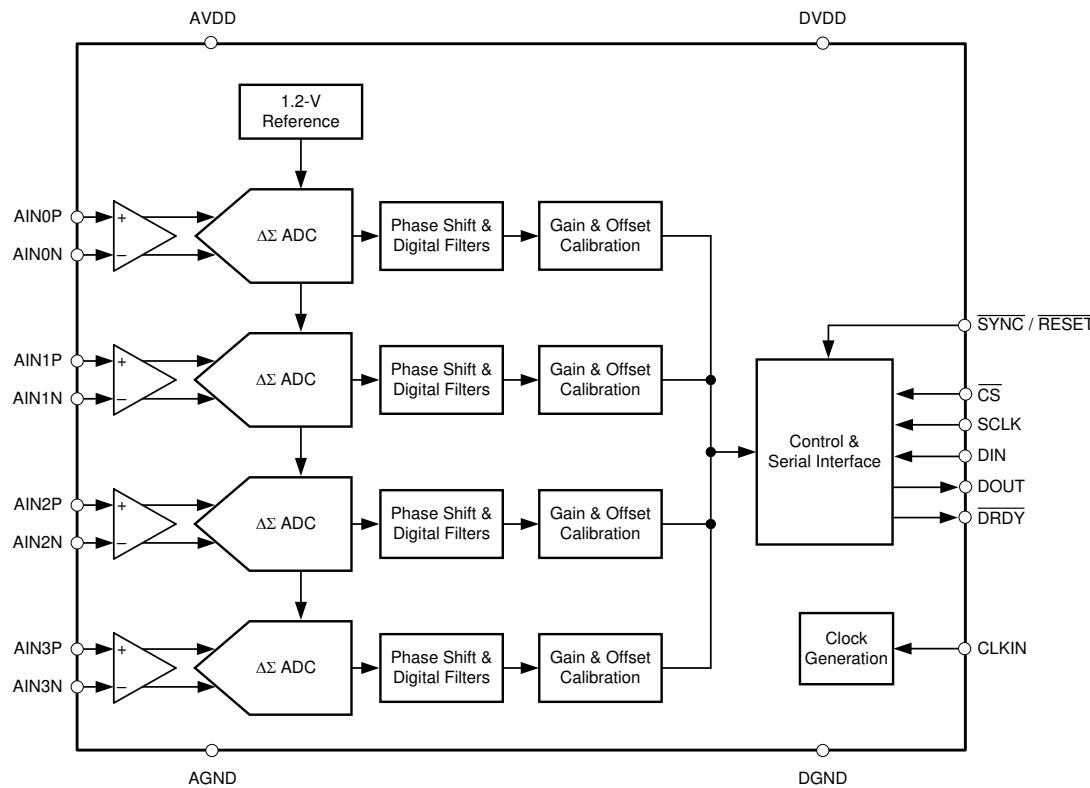


图 2-2. ADS131M04 功能框图

在图 2-2 中，必须在 AVDD 和 AGND 之间以及 DVDD 和 GND 之间馈送 2.7V-3.6V 电压。此外，必须将外部时钟连接到 CLKIN。当 ADS131M04 器件配置为高分辨率模式时，该时钟必须位于 1MHz 和 8.3MHz 之间，以便 ADS131M04 正常工作。ADS131M04 器件的 CLKIN 时钟可由 MSP432 MCU 的 SMCLK 时钟输出生成。ADS131M04 对该时钟进行二分频，然后将已分频的时钟用作  $\Delta-\Sigma$  调制器时钟。当新的 ADC 样本就绪时，ADS131M04 器件使 DRDY 引脚生效，从而通知主机 MCU 有新的 ADC 样本可用。ADS131M04 器件可以接受宽频时钟，因此也可用于需要相干采样的应用。

## 2.2.2 TPS7A78

TPS7A78 器件可提高电源的整体效率并降低待机功耗，以实现一种易于使用的非磁性交流/直流转换方式。

TPS7A78 器件使用外部电容器创建电流源，并主动钳制整流后的电压。然后，该器件会将电压下调至应用特定的工作电压。该器件的独特架构可将待机功耗从数百毫瓦降低到数十毫瓦。TPS7A78 器件可利用创新的开关电容器级将钳位电压值降低约原值的 1/4、进而将电流乘以 4。因此，电流源电容器的尺寸可以大幅减小，从而降低待机功耗，缩小解决方案尺寸、并降低系统成本。

TPS7A78 器件针对电表进行了优化，这些电表要求电源可靠且具备防磁篡改功能。TPS7A78 器件不需要外部磁性元件，这使得符合 IEC 61000-4-8 标准和进行磁篡改测试更容易，同时更大限度地减少成本高昂的磁屏蔽层。

此外，TPS7A78 还提供了用户可编程电源故障检测阈值，该阈值可针对交流电源故障提供早期提醒，以便系统在主电源断开之前保存数据，然后在切换到备用电源之前进入低功耗模式。TPS7A78 上的电源正常状态指示可用于提醒系统已重新供电，以便系统退出低功耗模式并恢复正常运行。

## 2.2.3 MSP432P4111

SimpleLink™ MSP432P4111 MCU 经优化，配备 FPU 和 DSP 扩展，提供超低功耗性能。该器件包含带有浮点单元和存储器保护单元的 ARM® Cortex®-M4F 32 位 CPU、实时时钟、LCD 驱动器、可映射端口的 GPIO、AES 加密和解密加速器以及多种串行通信选项。MSP432P4111 微控制器是 SimpleLink MCU 平台的一部分，包含 Wi-Fi®、蓝牙® 低耗能、Sub-1GHz 器件和主机 MCU。所有这些器件均共用一个简单易用的通用开发环境，其中包含单核软件开发套件 (SDK) 和丰富的工具集。

此设计中的 MSP432 MCU 会从 ADS131M04 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，通过内部 LCD 驱动器模块驱动电路板上的 LCD，并使用其中一个 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。MSP432 MCU 的 CRC 模块还用于加速 CRC 计算，计算是为了验证由 ADS131M04 器件发送的 ADC 数据包的完整性。

## 2.2.4 TPS3840

TPS3840 系列电压监控器或复位 IC 可在高电压电平下工作，同时能够在整个 VDD 和温度范围内保持极低的静态电流。TPS3840 器件可提供优异的低功耗、高精度和低传播延迟组合。

当 VDD 上的电压降至负电压阈值 ( $V_{IT^-}$ ) 以下，或者当手动复位被拉至低逻辑 ( $V_{MR_L}$ ) 时，器件的复位输出信号会被置为有效。当 VDD 上升超过  $V_{IT^+}$  并加上磁滞 ( $V_{IT^+}$ )，且手动复位 ( $\bar{MR}$ ) 浮动或高于  $V_{MR_H}$ ，并且且复位延时时间 ( $t_D$ ) 到期时，复位信号会被清除。通过将电容器与 CT 引脚中的地线相连，可以对复位延时时间进行编程，如需快速复位，可将 CT 引脚悬空。其他功能包括低上电复位电压 ( $V_{POR}$ )、适用于  $\bar{MR}$  和 VDD 的内置毛刺抑制保护、内置迟滞、低漏极开路输出漏电流 ( $I_{LKG(OD)}$ )。

对于电表，一些制造商更倾向于使用外部 SVS 器件来重置系统中的 MCU，即使 MCU 已经具有内部 SVS。外部 SVS 器件有时优于在 MCU 内使用 SVS，外部选项可以比内部选项更安全，因为外部器件独立于 MCU 运行。尽管 MSP432 MCU 的 SVS 足以满足此应用需求，但在此设计中添加了 TPS3840 外部 SVS 器件以提供额外级别的安全。外部 SVS 器件有时还通过监控由市电供电的交流/直流电源轨之一，从而用于提前检测市电断电情况。

在此设计中，特别使用了 TPS3840DL20 型号，该型号具有 2V 阈值和漏极开路，低电平有效输出。

## 2.2.5 THVD1500

THVD1500 器件是一款稳健的工业应用半双工 RS-485 收发器。这些总线引脚可耐受高级别的 IEC 接触放电 ESD 事件，因此无需使用其他系统级保护元件。

该器件由 5V 单电源供电。总线引脚具备宽共模电压范围和低输入泄漏，从而使 THVD1500 器件适用于长线缆上的多点应用。

THVD1500 器件采用可实现快插兼容性的业界通用 8 引脚 SOIC 封装。该器件的特征温度范围为 -40°C 至 125°C。该器件还符合或超过 TIA/EIA-485A 标准和中国国家电网公司 (SGCC) 第 11 部分串行通信协议 RS-485 标准中的要求。

在本设计中，特别使用该器件来进行 UART 信号到 RS-485 信号的转换。

## 2.2.6 ISO7731B

为了将隔离添加到 PC 的 RS-232 和 RS-485 连接，此参考设计的隔离式 RS-232 和隔离式 RS-485 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。

此参考设计的 RS-232 和 RS-485 电路中使用的 ISO7731B 器件变体可根据 UL 标准提供最高  $5\text{kV}_{\text{RMS}}$  的电隔离，持续时间为 1 分钟。此数字隔离器有三个隔离通道，其中两个通道是正向通道，另一个是反向通道。在此设计中，TX 和 RX 使用了两个隔离通道。如果选择使用 RS-485 进行通信，则第三个隔离通道用于控制信号，以启用接收器或驱动器。如果选择 RS-232，则不需要第三个隔离通道。如果客户系统中希望使用 RS-232 而非 RS-485，则只需要两个隔离通道，因此可以使用双通道 ISO7721B 器件以降低成本，而无需使用三通道 ISO7731B 器件（请注意，这两种器件的引脚不完全兼容）。每条隔离通道的逻辑输入和输出缓冲器均由双电容二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 绝缘栅相隔离。此芯片支持  $100\text{Mbps}$  的信令速率。这些芯片可在  $2.5\text{V}$ 、 $3.3\text{V}$  和  $5\text{V}$  电源和逻辑电平下运行。

## 2.2.7 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  $3.3\text{V}$  域与端口本身的  $12\text{V}$  之间进行转换。为了方便转换，本设计使用了 TRS3232E 器件。TRS3232E 器件能够通过电荷泵系统，仅从  $3.3\text{V DVCC}$  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  $3\text{V}$  至  $5.5\text{V}$  单电源供电。这些器件以高达  $250\text{kbps}$  的数据信号传输速率，驱动器输出的最大压摆率为  $30\text{V}/\mu\text{s}$ 。

## 2.2.8 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 端口本身获取电源，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自身电压。此电压可在  $5\text{V}$  至  $12\text{V}$  之间变化，具体取决于驱动器的实现情况。 $5\text{V}$  至  $12\text{V}$  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  $1\mu\text{A}$ ，因此对于由电池供电且要求极低空闲功率耗散的常开系统而言，是理想的解决方案。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  $150\text{nA}$ （典型值）。

## 2.2.9 ISO7720

ISO772x 器件是高性能双通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 的  $5000\text{V}_{\text{RMS}}$  (DW 封装) 和  $3000\text{V}_{\text{RMS}}$  (D 封装) 隔离额定值。这些器件还通过了 VDE、TUV、CSA 和 CQC 认证。在隔离 CMOS 或 LVC MOS 数字 I/O 时，ISO772x 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二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 绝缘隔离层相隔离。ISO7720 器件具有两条同向通道，而 ISO7721 器件具有两条反向通道。在输入电源或信号丢失的情况下，无 F 后缀器件的默认输出为高电平，而带 F 后缀器件的默认输出为低电平。通过创新的芯片设计与布局技术，ISO772x 器件的电磁兼容性得到了显著增强，从而简化了系统级 ESD、EFT、浪涌和电磁发射符合性设计。ISO772x 系列器件可提供 16 引脚 SOIC 宽体 (DW) 和 8 引脚 SOIC 窄体 (D) 封装。

为了测试电表的有功电能和无功电能精度，脉冲以与能耗成比例的速率输出。然后，参考表可根据这些脉冲和向电表提供的电能来计算误差，从而确定电表精度。在此参考设计中，脉冲针对累积的有功和无功能耗通过接头输出。使用 ISO7720 器件可以为这些接口提供隔离版本，以便连接非隔离式设备，这在设计以电网为参考时尤为必要。此设计采用 ISO7720 器件的 D 封装，可为这些信号提供  $3000\text{V}_{\text{RMS}}$  的隔离电压。通过在隔离侧的 VCC

(ISO\_VCC) 和 GND (ISO\_GND) 之间施加所选的最大电压输出，可以将这些隔离式有功和无功信号设置为具有最大 3.3V 或 5V 电压输出。

### 2.3 设计注意事项

### 2.3.1 设计硬件实现

### 2.3.1.1 TPS7A78 电容压降式电源

此设计使用 TPS7A78 器件创建电容压降式电源，在无需使用磁性元件的情况下，其最大输出电流比传统基于 LDO 的电容压降电源更大。图 2-3 展示了本设计中用于实现电容压降式电源的电路。[TPS7A78 120mA 智能交流/直流线性电压稳压器](#) 数据表详细介绍了如何根据不同系统需求选择 图 2-3 中所示元件的最优参数。

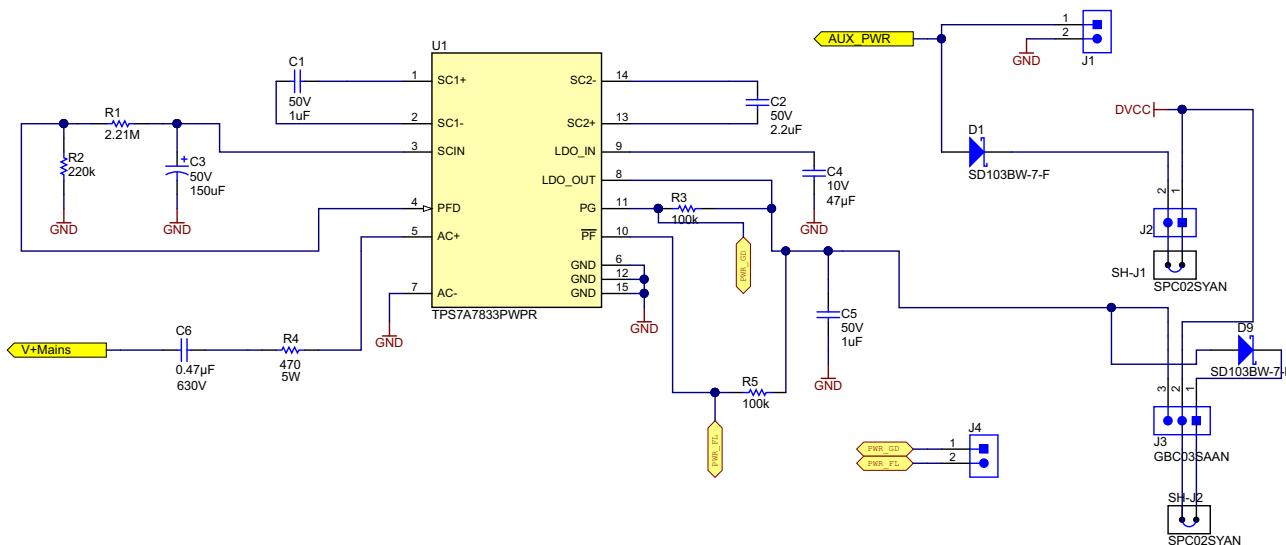


图 2-3. TPS7A78 电容压降式电源电路

在图 2-3 中，电容器 C6 是高压电容器，它确定了使用此电容压降电源可能实现的最大输出电流。电阻 R4 是一个电阻器，用于限制 TPS7A78 器件的浪涌电流。该电阻器可与瞬态电压抑制器 (TVS) 或金属氧化物压敏电阻 (MOV) 一起用于保护器件免受浪涌电流的影响。如果选择以零线为基准的设计，则图 2-3 中的“V+Mains”会通过电阻器 R29 连接到火线（如图 2-4 所示），GND 通过电阻器 R37 连接到零线（也在图 2-4 中显示）。如果选择将设计和分流器以火线为基准，则图 2-3 中的 GND 通过电阻器 R29 连接到火线（如图 2-4 所示），“V+Mains”通过电阻器 R37 连接到零线（也如图 2-4 中所示）。在此设计中，请注意可以将 R29 和 R37 替换为铁氧体磁珠以抑制 EMI，而不是使用设计中当前使用的  $0\Omega$  电阻。

**TPS7A78** 器件使用内部有源钳位来代替传统电容压降式电源中通常使用的外部齐纳二极管。此外，该器件使用一个 4:1 开关电容级，将钳位电压除以 4，将电流乘以 4。因此，您无需使用磁性元件即可获得比传统电容压降电源更大的输出电流。**TPS7A78** 的更大输出电流使得可以在使用与传统电容压降电源相同电容器尺寸的情况下获得更高输出电流，或减小电容器尺寸以获得相同的最大输出电流，或同时实现这两种效果。基于 **TPS7A78** 的电容压降电源具备更高的输出电流能力，使电源的最大输出电流设计为足够大于系统的最大电流消耗，从而确保即使电容器的值随时间略有下降，电源仍能为电表供电。本设计中使用的是 470nF 电容器，允许为高达 50mA 的负载供电。

TPS7A78 器件还集成了电源故障指示功能，可用于发出潜在断电警告，使 MCU 能执行最后的操作。电源故障指示是在开关电容级的输入端完成的，可实现电源故障的提前检测。电源故障阈值通过 TPS7A78 的 SCIN 引脚、PFD 引脚与接地端之间的电阻分压器设定。在本设计中，该电源故障指示用于在系统切换到由备用电源供电之前，将 ADS131M04 器件置于电流检测模式。此设计支持连接备用电源（如电池），方法是将备用电源的负极终端连接到 图 2-3 中 J1 的引脚 2，正极连接到 J1 的引脚 1。如果本设计中使用备用电源，则必须实现 TPS7A78 输出与备用电池的二极管“或”连接，可通过二极管 D1 和 D9 实现，如 图 2-3 所示。请注意，使用二极管对两个电源进行“或”连接会导致压降；但是，为了减轻输出电压降低的影响，可以将本设计中使用的 3.3V TPS7A7833 型号替换为电压更高的 TPS7A7836 3.6V 型号，以抵消二极管的压降电压。在此设计中，假设

TPS7A78 输出电压高于备用电源的电压，以便在交流市电可用时，使用 TPS7A78 为该设计供电。如果备用电源的电压高于 TPS7A78 器件，那么即使有交流市电电源，该设计也由备用电源供电。

除了电源故障指示之外，TPS7A78 器件还具有电源正常指示，当 LDO 输出电压大于所需 LDO 输出电压的 90% 时，该指示将置为有效。该电源正常指示用于在断电后电源恢复时通知系统，从而提醒 MCU 让 ADS131M04 退出电流检测模式。TPS7A78 还在开关电容的输出级集成了一个 LDO，以调节  $V_{OUT}$  并衰减纹波。

与传统的电容压降式电源相比，得益于 TPS7A78 和 TPS7A78 集成式有源钳位、集成式 LDO、集成式电源故障指示和集成式电源正常状态指示，可使用更小的电容器，从而减小该电容压降式电源的 PCB 尺寸。

### 2.3.1.2 TPS3840 SVS

TPS3840 器件是一款外部电源电压监控器 (SVS)，用于从外部复位 MSP432 MCU。TPS3840 可保持极低的静态电流，因此在发生断电且电表由备用电池供电时仍可使用此器件。MSP432 MCU 还有一个内部 SVS 器件可供使用，该器件足以满足此应用；但是，使用外部 SVS 而不是 MCU 内部的 SVS 可以增加额外的安全性，因为外部 SVS 独立于 MCU，因此不易受到影响 MCU 本身问题的干扰。

此设计专门使用了 TPS3840DL20 器件型号，其负电压阈值电压为 2V。当为 MSP432 MCU 供电的电压轨降至 2V 以下时，TPS3840 器件会复位 MSP432 MCU。当被监控电压上升到高于欠压阈值与迟滞电压值的和（总计约等于 2.1V）时，TPS3840 的 RESET 引脚在经过用户定义的复位延迟时间  $t_D$  后被拉回高电平。 $t_D$  是根据连接到 TPS3840 器件 CT 引脚的电容器的值确定的。在此设计中，0.33 $\mu$ F 电容器连接到 TPS3840 器件的 CT 引脚，产生的复位延迟时间约为 204ms。

TPS3840 器件可提供推挽输出和开漏输出。该设计专门选择了漏极开路输出，因为 MSP432 MCU 的 JTAG 电路推荐使用 47k $\Omega$  上拉电阻。

### 2.3.1.3 模拟输入

此设计中的模拟前端由 ADS131M04  $\Delta$ - $\Sigma$  独立式 ADC 构成。每个 ADS131M04 转换器均为差分，并要求引脚上的输入电压不超过  $\pm 1.2V$ （增益 = 1）。为了满足此输入电压规格，必须对电流和电压输入进行分压。此外，ADS131M04 器件可检测低至 -1.2V 的电压；因此，无需电平转换器即可直接连接市电交流信号。本小节将介绍用于电压和电流通道的模拟前端。

#### 2.3.1.3.1 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。图 2-4 显示了用于这一电压调节的模拟前端。J22 是施加电压的位置。

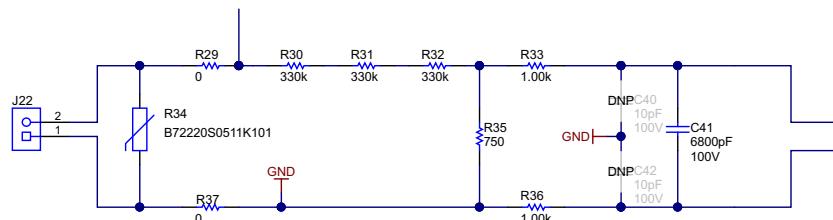


图 2-4. 电压输入的模拟前端

在电压的模拟前端中，包括尖峰保护压敏电阻 (R34)、电磁干扰滤波磁珠（电阻器封装 R29 和 R37）、分压器网络 (R30、R31、R32 和 R35)，以及 RC 低通滤波器 (R33、R36、C40、C41 和 C42)。

在较低电流下，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。ADS131M04 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，如何计算嵌入 ADC 电压通道的差分电压范围。

$$V_{ADC\_Swing,Voltage} = \pm V_{RMS} \times \sqrt{2} \left( \frac{R_{35}}{R_{30} + R_{31} + R_{32} + R_{35}} \right) \quad (1)$$

根据这个公式及 图 2-4 中的选定电阻值，对于 230V 的市电电压，ADC 电压的输入信号电压摆幅为  $\pm 246\text{mV}$  ( $181\text{mV}_{\text{RMS}}$ )。 $\pm 246\text{mV}$  电压范围完全在  $\pm 1.2\text{V}$  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，ADS131M04 器件可以检测到该电压范围。

### 2.3.1.3.2 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。图 2-5 显示了用于 CT 电流通道的模拟前端，其中 CT 的正极和负极引线连接到接头 J26 的引脚 3 和 1。

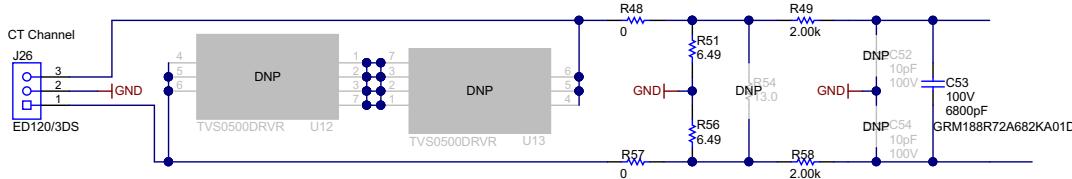


图 2-5. CT 电流输入的模拟前端

电流模拟前端包括电磁干扰滤波器磁珠占用区 (R48 和 R57)、电流互感器的负载电阻 (R51 和 R56)，以及用作抗混叠滤波器的 RC 低通滤波器 (R49、R58、C52、C53 和 C54)。此外，电路板上还预留了 U12 和 U13 封装位置，如有需要，可在此处安装 TVS0500 以提供额外的浪涌防护。

如图 2-5 所示，电阻 R51 和 R56 是负载电阻且彼此串联。为获得出色 THD 性能，在将公共点连接到 GND 的情况下，使用两个相同的串联负载电阻，而不是使用一个负载电阻。此分载电阻配置可确保馈入 ADC 正负端子的波形相位差为 180 度，从而为此 ADC 提供出色的 THD 结果。总负载电阻是根据使用的电流范围和 CT 的匝数比规格来选择的（此设计使用匝数比为 2000 的 CT）。此设计的负载电阻总值为  $12.98\Omega$ 。

方程式 2 显示了如何针对给定最大电流、CT 匝数比和负载电阻值计算馈入电流 ADC 通道的差分电压范围。

$$V_{\text{ADC},\text{Swing,Current,CT}} = \pm \frac{\sqrt{2}(R_{51} + R_{56})I_{\text{RMS,max}}}{\text{CT}_\text{URNS\_RATIO}} \quad (2)$$

根据 100A 最大电流、CT 匝数比为 2000 以及  $12.98\Omega$  的负载电阻，在此设计中，当应用电表的最大电流额定值 (100A) 时，电流 ADC 输入信号的最大电压摆幅为  $\pm 918\text{mV}$  ( $649\text{mV}_{\text{RMS}}$ )。对于用于电流通道的所选 PGA 增益 1，此  $\pm 918\text{mV}$  最大输入电压完全在器件的  $\pm 1.2\text{V}$  输入范围内。

图 2-6 显示了用于分流器电流通道的模拟前端，其中分流器正极和负极引线连接到接头 J25 的引脚 1 和 3。分流器的接地连接到 J25 接头的引脚 2。

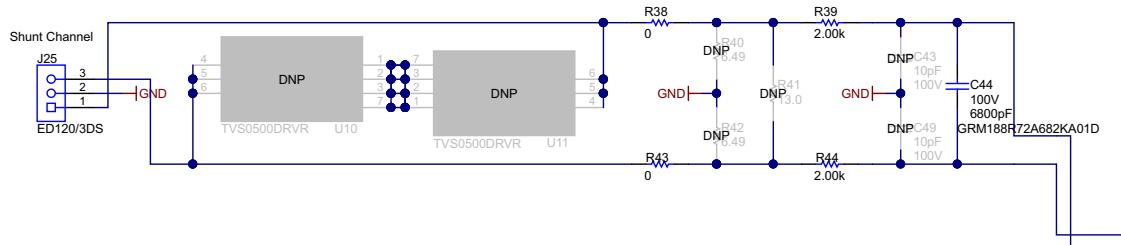


图 2-6. 分流电流输入的模拟前端

图 2-6 中的电路与 CT 通道所示的电路类似，只是由于使用了分流器而不是 CT，现在移除了 R51 和 R56 负载电阻器。由于负载电阻器已移除，请勿将 CT 连接到此通道，否则可能会产生过高输出电压，从而损坏电表。此外，请注意，从一个转换器通道到另一个转换器通道时，ADS131M04 器件上的 AINxP 和 AINxN 引脚顺序会切换。例如，AIN1N 为引脚 5，AIN1P 为引脚 6，而 AIN2P 为引脚 7，AIN2N 为引脚 8。正是由于接线顺序被调换，J26 上 CT 的正负输出终端与 J25 上分流器的正负输出端顺序互换。

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

$$V_{ADC,swing,Current,Shunt} = \pm\sqrt{2}(R_{shunt})I_{RMS,max} \quad (3)$$

对于分流电流传感器，分流器阻值根据精度与分流器功率损耗之间的权衡来选择。如果分流器值减小，则通过分流器耗散的功率会较少；但是，分流器值减小意味着分流器的输出电压会较小，这会导致电流较低时的精度较差，即使使用较高的 PGA 增益来提升分流器输出也是如此。在本设计中，测试分别使用了  $100\mu\Omega$  和  $200\mu\Omega$  的分流器。

根据  $V_{ADC,shunt}$  范围，通过查看 表 2-1 中的满标量程表选择合适的 PGA 增益，找到  $V_{ADC,shunt}$  所在的两个增益。在这两个增益中，选择较低的增益作为分流器通道的 PGA 增益设置。该增益值可在高电流下不发生饱和的情况下，实现 ADC 范围的最大化。以此过程为例，假设使用 100A 最大 RMS 电流和  $200\mu\Omega$  分流器。根据这些值， $V_{ADC,shunt}$  在  $\pm 28.3mV$  之间变化。该电压范围位于增益为 32 时的最大电压  $\pm 37.5 mV$  与 PGA 增益为 64 时的  $\pm 18.75 mV$  之间，因此分流器通道的 PGA 增益设置为 32。

**表 2-1. 满量程范围**

增益设置	FSR
1	$\pm 1.2V$
2	$\pm 600mV$
4	$\pm 300mV$
8	$\pm 150mV$
16	$\pm 75mV$
32	$\pm 37.5mV$
64	$\pm 18.75mV$
128	$\pm 9.375mV$

### 2.3.2 电流检测模式

一种用于篡改电表的技术是去除零线连接。如果零线断开，则无法测量 RMS 电压和有功功率。此外，主交流/直流电源不起作用，因此必须使用备用电源（如电池）为电表供电。对于这种篡改方法，尽管由于无法测量电压，有功功率读数可能为 0W，但火线仍然有电流流过。该火线电流的存在可用于区分断电事件与有人移除电表零线连接的情况。

ADS131M04 器件具有电流检测模式，可用于检测此篡改场景中是否存在此电流，同时不会消耗过多电流，不会使备用电池的寿命受到显著影响。在该模式下，ADS131M04 器件会使用内部振荡器，以 2.7kSPS 的速率收集可配置数量的样本，并将结果的绝对值与可编程阈值进行比较。如果样本窗口内的可配置样本数量超过阈值，则通知主机 MCU。如果在系统检测到交流电源故障（由于断电或移除零线连接）后，将 ADS131M04 器件置于电流检测模式，并通过将其  $\overline{DRDY}$  引脚置为有效低电平来通过 ADS131M04 器件向 MCU 提供中断，则可以表明有人尝试通过移除零线连接篡改电表。除了仅通过移除零线来检测线路上的篡改电流，ADS131M04 器件还可以通过在零线电流通道上执行电流检测，来同时检测火线连接是否被移除。

### 2.3.2.1 ADS131M04 电流检测程序

图 2-7 显示了 ADS131M04 器件进入电流检测模式及在该模式下操作的详细流程。

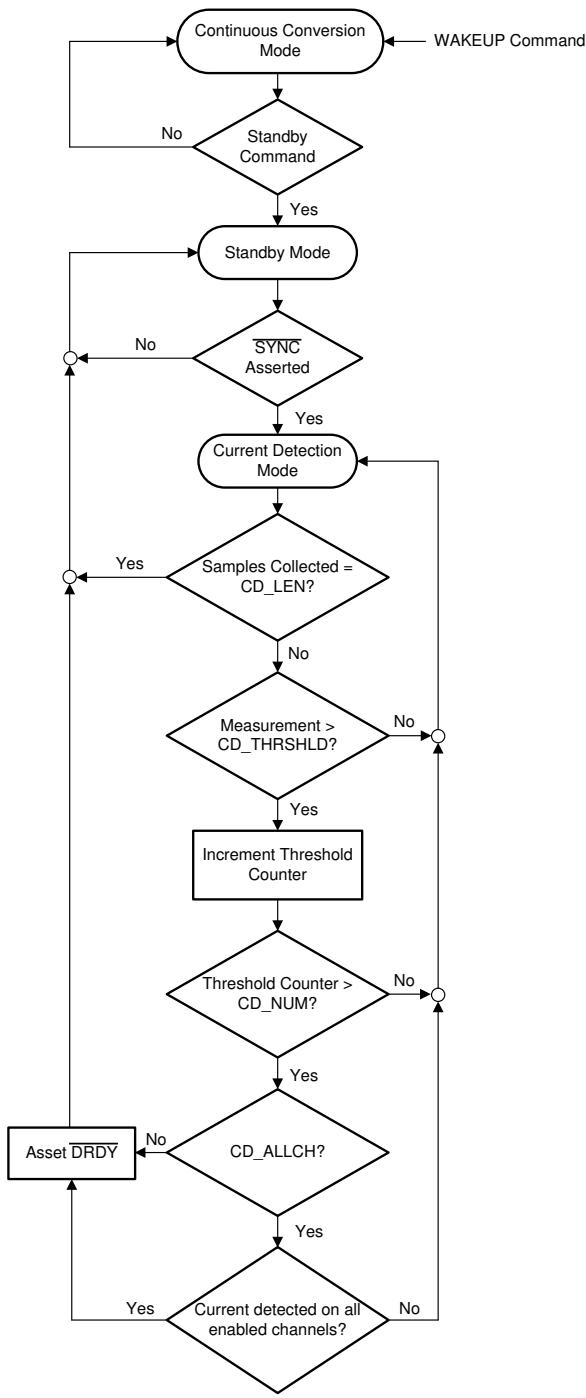


图 2-7. ADS131M04 电流检测模式流程

此流程开始时，MCU 从其正常连续转换模式向 ADS131M04 器件发送待机命令。通过发送此命令，可以将 ADS131M04 器件置于待机模式。请注意，不应像器件处于正常转换模式时那样，每次新样本可用时都将  $\overline{\text{DRDY}}$  引脚置为有效。仅当处于电流检测模式时，如果检测到篡改电流， $\overline{\text{DRDY}}$  引脚才会置为低电平。此外，由于器件不会转换样本，因此  $\overline{\text{DRDY}}$  引脚在待机模式下不会置为低电平。

当器件处于待机模式后，在  $\overline{\text{SYNC/RESET}}$  引脚上提供一个脉冲，从而使器件进入电流检测模式（假设相应 ADS131M04 寄存器中已启用 CD\_EN 位）。在电流检测模式下，ADS131M04 会检查每个样本的绝对值是否高于

用户定义的阈值（该阈值由 `CD_THRSHLD` 寄存器设置）。如果样本超过设置的阈值，则此电流采样窗口的阈值计数器会递增。该阈值递增后，系统会进行检查以查看阈值计数器是否高于相应 `ADS131M04` 寄存器中 `CD_NUM` 位所设置的值。`CD_NUM` 位用于配置需要超过阈值 (`CD_THRSHLD`) 才能进行检测的样本数。需要多个样本进行检测的目的是允许可能超过阈值的噪声值，而不代表高到足以触发主机操作的功率级别。如果阈值计数器大于 `CD_NUM` 位设置的值，则在 `ADS131M04` 寄存器中的 `CD_ALLCH` 位设置为 0，或者 `CD_ALLCH` 位设置为 1 且在所有启用的通道上检测到电流的情况下，`DRDY` 将被置为有效。`DRDY` 被置为有效后，即使尚未检查整个采样窗口，器件也会恢复到待机模式。如果检查的样本数等于采样窗口（由其中一个 `ADS131M04` 寄存器中的 `CD_LEN` 位设置），并且阈值计数器不高于 `CD_NUM`，则器件会返回待机模式，`DRDY` 不会被置为有效。

图 2-8 显示了运行电流检测模式的两个示例场景。在 图 2-8 中，首次触发电流检测模式时，超过 `CD_NUM` 的样本数未超过电流检测阈值。因此，`ADS131M04` 器件处于电流检测模式的时间达到最大时间段。在第二次触发电流检测模式时，超过 `CD_NUM` 的样本数超出了电流检测阈值，这可能表示发生了篡改。当超过 `CD_NUM` 样本的值超过电流检测阈值后，`ADS131M04` 立即向 MCU 发出提醒，然后退出电流检测模式，而不是在电流检测模式下继续运行，直到获得 `CD_LEN` 的样本数为止。因此，与第一次触发电流检测模式相比，本示例中第二次触发电流检测模式时，在电流检测模式下花费的时间更短。

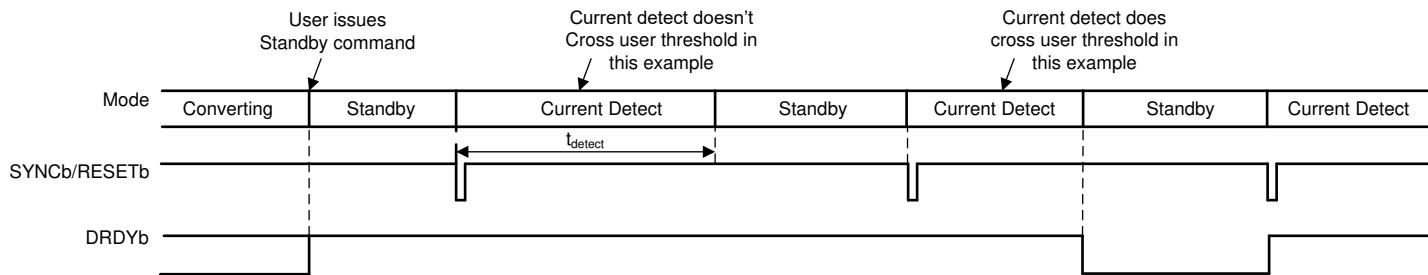


图 2-8. ADS131M04 电流检测示例

### 2.3.2.2 使用 MCU 触发电流检测模式

#### 2.3.2.2.1 使用计时器定期触发电流检测模式

若要让 `ADS131M04` 器件定期进入电流检测模式且无需 CPU 干预，一种方案是将 MCU 的计时器输出连接至 `ADS131M04` 器件的 `SYNC/RST` 引脚。可将计时器设置为定期输出触发脉冲，使 `ADS131M04` 器件从待机模式定期进入电流检测模式。本设计中，连接 `ADS131M04` `SYNC/RESET` 引脚的引脚可映射至 `MSP432` MCU 计时器 A 模块的计时器输出端。该计时器可由板载低频晶体振荡器提供时钟信号，这意味着即使 `MSP432` MCU 进入禁用 `SMCLK`（子系统主时钟）与 CPU 时钟的低功耗模式，计时器仍可保持运行，从而有效降低系统功耗。

在本设计中，用于驱动 `SYNC/Reset` 引脚的计时器被配置为递增计数模式，此时计时器会累加至其 `TAXCCR0` 寄存器设定的阈值。当计数值达到 `TAXCCR0` 设定值后，计时器将在下一个时钟周期自动复位归零。图 2-9 显示，连接至 `SYNC/Reset` 引脚的计时器输出被配置为“reset/set”输出模式。在此模式下，当计时器首次计数达到 `TAXCCR1` 寄存器设定值时，`SYNC/Reset` 引脚被置为低电平；而当计时器再次计数归零时，该引脚被置为高电平。若需立即进入电流检测模式，可在首次启动计时器前，将其初始计数值预设为等于 `TAXCCR1` 的数值。

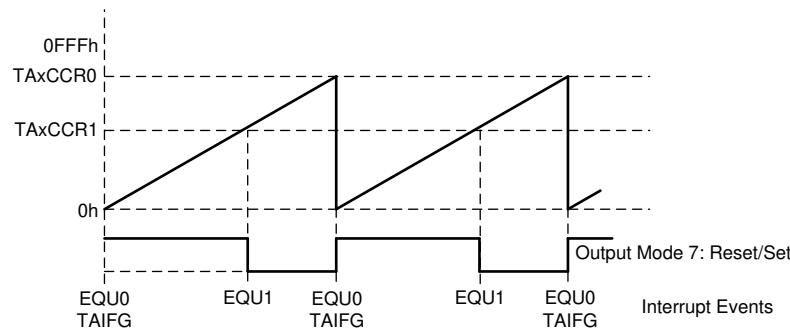


图 2-9. 计时器输出配置

TAxCCR0 寄存器与计时器时钟频率共同决定了进入电流检测模式的触发频率。MSP432 MCU 的计时器 A 模块配备时钟分频器，用于对时钟源进行分频以获得更低频的计时信号。[方程式 4](#) 展示了基于所选时钟分频器的计时器频率。

$$f_{\text{timer}} = \frac{f_{\text{timer\_clock\_source}}}{\text{total timer clock divider value}} \quad (4)$$

进入电流检测模式的触发间隔时间可通过 [方程式 5](#) 公式计算得出：

$$t_{\text{CD\_mode\_period}} = \frac{\text{TAxCCR0} + 1}{f_{\text{timer}}} \quad (5)$$

如下所示，**SYNC/RESET** 引脚保持低电平的持续时间（即负脉冲宽度）也可通过 [方程式 6](#) 中所示方式计算得出：

$$t_{\text{negative\_pulse\_width}} = \frac{(\text{TAxCCR0} + 1 - \text{TAxCCR1})}{f_{\text{timer}}} \quad (6)$$

例如，假设计时器时钟源频率为 32,768Hz，且 TAxCCR0 与 TAXCCR1 寄存器值均为 65,535（这两个 16 位寄存器可设定的最大值）。若需要每 10 秒触发一次电流检测模式，可将计时器时钟分频值设置为 5，此时计时器频率为 6553.6Hz，负脉冲宽度时间为 153 微秒。作为另一个示例，若需每 64 秒触发一次电流检测模式，可将计时器时钟分频值设置为 32，此时计时器频率为 1024Hz，负脉冲宽度时间为 977 微秒。

### 2.3.2.2.2 MCU 进入和退出电流检测模式的流程

[图 2-10](#) 展示了主机 MCU 触发 ADS131M04 进入电流检测模式的示例流程。可以选择 ADS131M04 器件进入电流检测模式的一个示例场景是：有早期迹象表明电源的输入电压下降，这可能表示电表中发生断电或零线被移除。在此设计中，使用 TPS7A78 器件上的电源故障指示触发该模式。

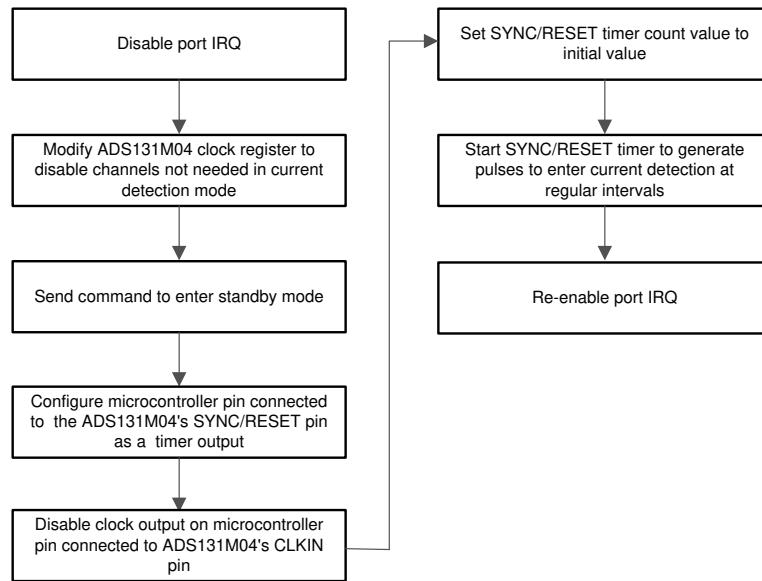


图 2-10. 进入电流检测模式的示例过程

在该示例过程中，与 ADS131M04 **DRDY** 引脚置位相关的端口中断被禁用以正确配置器件，而无需触发软件来读取 ADC 样本。禁用端口中断后，主机 MCU 可以修改某个 ADS131M04 寄存器，禁用在电流检测模式下不应进行比较的所有通道。也就是说，会禁用所有电压通道，可能还会禁用两个电流通道中的一个。随后，主机 MCU 应向 ADS131M04 发送一条命令以使其进入待机模式。发送命令以进入待机模式后，可以使用端口映射控制器将连接到 ADS131M04 器件 **SYNC/RESET** 引脚的 MCU 引脚配置为计时器输出，而不是常规 GPIO 引脚。禁用从 MCU

到 ADS131M04 器件 CLKIN 引脚的时钟以减少电流消耗，因为在待机模式或电流检测模式下不需要该外部时钟。此外，在用于生成 SYNC/RESET 脉冲的计时器上初始化计数器，以便在 MSP432 MCU 首先向 ADS131M04 提供脉冲以进入电流检测模式之前不会有长时间的等待。初始化计时器计数后，启动计时器，从而在 ADS131M04 SYNC/RESET 引脚上按固定间隔提供脉冲，以启动电流检测模式，如前一节所述。此时，只要 DRDY 置位为低电平，则表示已检测到篡改电流，因此会重新启用 DRDY 端口中断以捕获此情况。然后可以将主机 MCU 置于低功耗模式（在本设计中，MCU 并未进入低功耗模式）。如果检测到篡改电流，DRDY 置为低电平会导致 MCU 中断，如果 MCU 处于低功耗模式，则会将 MCU 唤醒。

图 2-11 展示了退出电流检测模式的示例流程。一个触发此情况的示例是断电结束后电力恢复到电表。在本设计中，该事件由被置为有效的 TPS7A78 器件的电源正常信号触发。

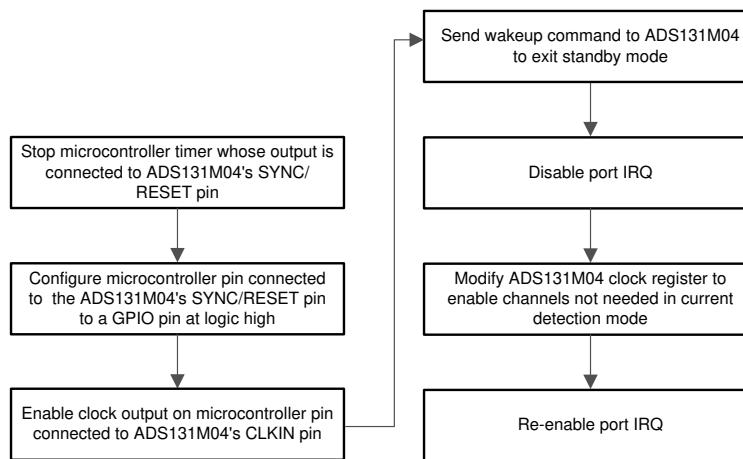


图 2-11. 退出电流检测模式的示例过程

退出电流检测模式的这个示例过程首先是 MCU 退出器件在断电期间可能已进入的任何低功耗模式。接下来，禁用 SYNC/RESET 引脚上用于提供脉冲的计时器。可将连接到 ADS131M04 SYNC/RESET 引脚的 MCU GPIO 引脚重新配置为 GPIO 操作，以防稍后需要手动复位 ADS131M04。接下来，再次启用从 MCU 到 ADS131M04 器件 CLKIN 引脚的时钟。启用时钟后，唤醒命令会从主机 MCU 发送到 ADS131M04 器件，使其退出待机模式并返回连续转换模式。此时，器件正在转换，因此 DRDY 引脚会按常规速率被置为有效。此时不会读取样本，因为在进入电流检测模式之前，某些通道可能已禁用。与 DRDY 相关的端口中断被专门禁用，因此不会读取样本。接下来，修改其中一个 ADS131M04 寄存器，以便再次启用所有 ADC 通道。启用所有通道后，将再次启用端口中断，以便开始再次读取 ADC 值。此时，将恢复进入电流检测模式之前的正常采样流程。

### 2.3.2.3 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。第一小节讨论了 ADS131M04 器件和 MSP432 MCU 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。

本参考设计中包含的测试数据是使用通用测试代码获取的。此后，该测试代码已进一步开发为电能计量库软件。

对于所有新设计，TI 建议使用 ADC 电能计量库软件包。该软件包含支持 ADC 与 ARM® Cortex®-Mx 微处理器 (MCU) 之间进行通信的硬件抽象层，以及用于计算电能测量值的计量计算库。该软件库在 ARM® Cortex®-M4 MSP432P 微处理器上开发和测试，但也可以使用包含硬件抽象层移植到其他 ARM® Cortex®-Mx 微处理器上。软件中还包括 Windows® PC GUI，用于显示 TIDA-010036 和 TIDA-010037 参考设计中的计量参数。

#### 2.3.2.3.1 设置

##### 2.3.2.3.1.1 时钟

MSP432 MCU 配置为 CPU 时钟 (MCLK) 为 48MHz，子系统主时钟 (SMCLK) 为 8.192MHz。MCLK 的时钟源是 MSP432 MCU 的内部 DCO，其频率配置为 48MHz。SMCLK 的时钟来源为外部 16.384MHz 晶体，该晶体在内

部经过 2 分频，产生 8.192MHz 的 SMCLK 频率。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。

### 2.3.2.3.1.2 端口映射

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。特别是对于 MSP432 器件而言，EUSCIB0 SPI 模块的 SPI 时钟、SOMI 和 SIMO 功能都可移植到 P2、P3 和 P7 端口上的可用选项。此外，SMCLK 时钟输出同样可配置为输出到 P2、P3 或 P7 端口。在测试软件中，利用该端口映射特性以提高 PCB 布局的灵活性。

使用端口映射控制器，便会用到以下映射：

- PMAP\_SMCLK ( SMCLK 时钟输出 ) → 端口 P2.0 ( 连接到 ADS131M04 器件的 CLKIN 引脚，用于为 ADS131M04 生成调制器时钟。但请注意，此映射在初始化前未启用，只有在 ADS131M04 初始化完成后才会启用 )；这对应于接头 J27 的引脚 1，在电路板上标注为 SMCLK
- PMAP\_UCB0SIMO (EUSCIB0 SPI SIMO) → 端口 P2.1 ( 连接到 ADS131M04 器件的 DIN 引脚 )；这对应于接头 J27 的引脚 2，在电路板上标记为 SPI DOUT
- PMAP\_UCB0SOMI (EUSCIB0 SPI SOMI) → 端口 P2.2 ( 连接到 ADS131M04 器件的 DOUT 引脚 )；这对应于接头 J27 的引脚 3，在电路板上标记为 SPI DIN
- PMAP\_UCB0CLK ( EUSCIB0 SPI 时钟 ) → 端口 P2.3 ( 连接到 ADS131M04 器件的 SCK 引脚 )；这对应于接头 J27 的引脚 4，在电路板上标记为 SPI CLK
- PMAP\_TA0CCR1A → 端口 2.6 ( 计时器 A0 CCR1 比较输出 OUT1 )；这对应于接头 J27 的引脚 7，在电路板上标记为 RST SYNC；请注意，仅当 ADS131M04 器件处于电流检测模式时才会发生此映射

### 2.3.2.3.1.3 用于 GUI 通信的 UART 设置

在此参考设计中，MSP432 MCU 配置为通过 RS-232 或 RS-485 连接与 PC GUI 通信。MSP432 MCU 使用 UART 模块与 PC GUI 通信，该模块配置为 8N1，波特率为 9600。

### 2.3.2.3.1.4 实时时钟 (RTC)

MSP432 MCU 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。

### 2.3.2.3.1.5 LCD 控制器

MSP432P4111 MCU 上的 LCD 控制器可支持多达 8 路复用显示屏，320 段或 4 路复用显示屏，176 段。在当前设计中，LCD 控制器配置为在 4 路复用模式下使用 144 段工作。此设计的 4 路复用模式下未使用的 8 段线路用于端口映射功能。在此参考设计中，LCD 配置如下：刷新率设置为 ACLK/64，即 512Hz。为了对比控制，在 R23、R13、R03 引脚和 GND 之间添加了外部电阻器，如 图 2-12 所示。

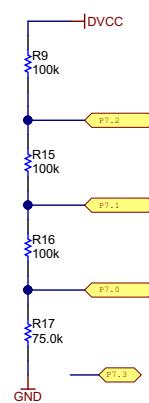


图 2-12. LCD 外部电阻器

### 2.3.2.3.1.6 直接存储器存取 (DMA)

直接存储器存取 (DMA) 模块在 MSP432 MCU 和 ADS131M04 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 ADS131M04 进行通信。一个通道 ( 通道 0 ) 用于向 ADS131M04 发送数据，另

一个通道（通道 1）用于从 ADS131M04 接收数据。一旦从 ADS131M04 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。图 2-17 显示了使用 MSP432 MCU 的 DMA 发送和接收的数据包。

#### 2.3.2.3.1.7 ADC 设置

图 2-13 展示了用于初始化 ADS131M04 的过程。当 MSP432 MCU 复位后首次设置 ADS131M04 器件以及每次执行校准时均遵循此流程。

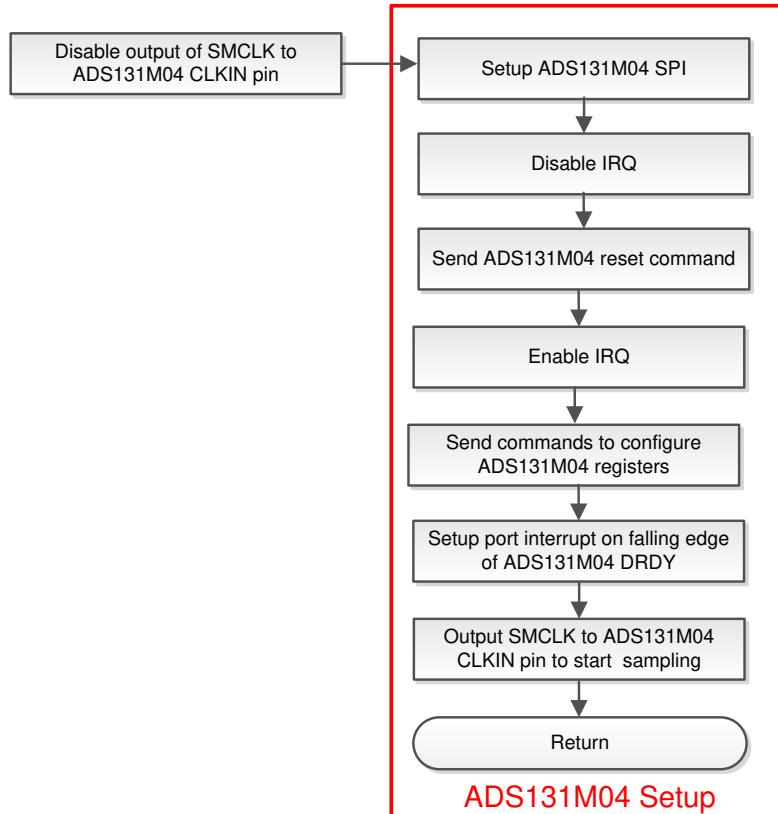


图 2-13. ADC 初始化和同步过程

在设置 ADS131M04 器件之前，测试代码会禁用 ADS131M04 调制器时钟，以防止 ADS131M04 在尝试设置时生成新样本。该代码通过禁用 MSP432 MCU 的 SMCLK 输出来禁用调制器时钟，该输出会被馈送到 ADS131M04 器件的 CLKIN 引脚。只需在校准后而不是在 MSP432 MCU 复位事件后禁用 SMCLK 输出即可，因为 MSP432 MCU 复位后会自动停止输出 SMCLK 时钟。

SMCLK 输出禁用后，配置 MSP432 MCU 的 EUSCIB0 SPI 模块，以便与 ADS131M04 器件进行通信。

EUSCIBO 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，所有中断均被禁用，并且复位命令通过 SPI 从 MSP432 MCU 发送到 ADS131M04。然后重新启用中断，并且 MSP432 MCU 向 ADS131M04 发送命令以配置其寄存器。

此时，请注意，调制时钟尚未由 MSP432 MCU 输出，这意味着采样尚未开始。通过向 ADS131M04 发送命令以初始化 ADS131M04 寄存器，可以针对以下条件配置 ADS131M04：

- MODE 寄存器设置：使用 16 位 CCITT CRC，ADS131M04 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  $\overline{DRDY}$  信号，当转换值不可用时  $\overline{DRDY}$  置位为高电平，当转换值准备就绪时  $\overline{DRDY}$  置位为低电平
  - GAIN1 寄存器设置：PGA 增益 1 用于电压通道和 CT 通道；PGA 增益 32 用于分流通道（假设使用  $200\mu\Omega$  分流器）

- CFG 寄存器设置 : CD=1 (启用电流检测模式) , CD\_ALLCH=0 (当任一启用通道检测到篡改电流时触发 MCU) , CD\_NUM (超过阈值的检测次数以触发检测) =8 , CD\_LEN (以转换周期为单位的电流检测测量长度) =256
- CH<sub>n</sub>\_CNG 寄存器设置 (其中, n 为通道编号) : 通道 0、1 和 2 输入连接到外部 ADC 引脚, 且通道 0、1 和 2 的通道相位延迟都设为 0 (注意使用软件相位补偿而不是 ADS131M04 硬件相位补偿); 由于通道 3 不用于此配置, 因此未修改通道 3 配置寄存器。
- CLOCK 寄存器设置 : 512 OSR, 所有通道均已启用, 高分辨率调制器功率模式
- CD\_THRSHLD=80000
- CH<sub>n</sub>\_OCAL 寄存器设置 (其中 n 是通道编号) = 所测量通道的直流偏移 (仅适用于电流通道)

在初始化寄存器之前, 使用 PC GUI 确定每个电流通道的 ADC 偏移估算值 (以 ADC 为单位)。然后, 使用相应的偏移更新电流通道的偏移校准寄存器, 从两个电流通道中减去大部分 ADC 偏移。进行此失调电压校准是为了在火线和零线 ADC 通道之间实现更好的匹配, 由于这些通道上使用了不同的增益, ADC 偏移明显存在差异。通过在火线和零线 ADC 通道之间实现更好的匹配, 可以使火线和零线电流通道在对电表施加几乎相同的火线与零线电流时触发电流检测模式。为了实现触发电流检测模式所需的火线电流和零线电流之间更精确的匹配, 也可以修改两个电流通道上的增益寄存器; 但是, 对于此设计, 无需修改 ADS131M04 器件的增益校准寄存器就已经获得了足够好的 ADC 匹配, 因此这些寄存器未修改。

在此设计中, CD\_LEN=256, 这样可在超过 4 个市电周期的 ADC 采样范围内执行电流检测。CD\_LEN 时间决定了器件返回待机模式之前电流检测模式下所花费的最长时间。减小 CD\_LEN 的值会减少电流检测模式的持续时间, 从而降低交流电源故障后 ADS131M04 器件的平均电流消耗。

ADS131M04 寄存器正确初始化后, MSP432 MCU 配置为在  $\overline{DRDY}$  出现下降沿时触发端口中断, 该下降沿表示 ADS131M04 器件有新采样数据可用。接下来, MSP432 MCU 将 SMCLK 时钟输出到 ADS131M04, 从而开始电压和电流采样。

ADS131M04 调制器时钟源自 CLKIN 引脚输入的时钟, 该时钟由 MSP432 MCU 的 SMCLK 输出提供。馈送到 ADS131M04 器件 CLKIN 引脚的时钟在内部进行二分频后, 即可生成 ADS131M04 调制器时钟。因此, ADS131M04 的采样频率如下所示:

$$f_s = f_M / OSR = f_{CLKIN} / (2 \times OSR) \quad (7)$$

其中

- $f_s$  是采样率
- $f_M$  是调制器时钟频率
- $f_{CLKIN}$  是馈送到 ADS131M04 CLKIN 引脚的时钟
- OSR 是所选的过采样率

在此设计中, 馈送到 ADS131M04 CLKIN 引脚的 MSP432 MCU SMCLK 时钟频率为 8.192MHz。所选的过采样率为 512。因此, ADS131M04 调制器时钟设置为 4.096MHz, 采样率设置为 8000 个样本/秒。

在此设计中, 使用了以下 ADS131M04 通道映射:

- AIN0P 和 AIN0N ADS131M04 ADC 通道引脚 → 电压
- AIN1N 和 AIN1P ADS131M04 ADC 通道引脚 → 分流电流 (这是主要电流通道; 可以测量零线或火线电流)
- AIN2P 和 AIN2N ADS131M04 ADC 通道引脚 → CT 电流 (这是次要电流通道; 可以测量火线或零线电流)
- AIN3P 和 AIN3N ADS131M04 ADC 通道引脚 → 设计中未使用

### 2.3.2.3.2 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 ADS131M04 寄存器设置。图 2-14 显示了此进程的流程图。

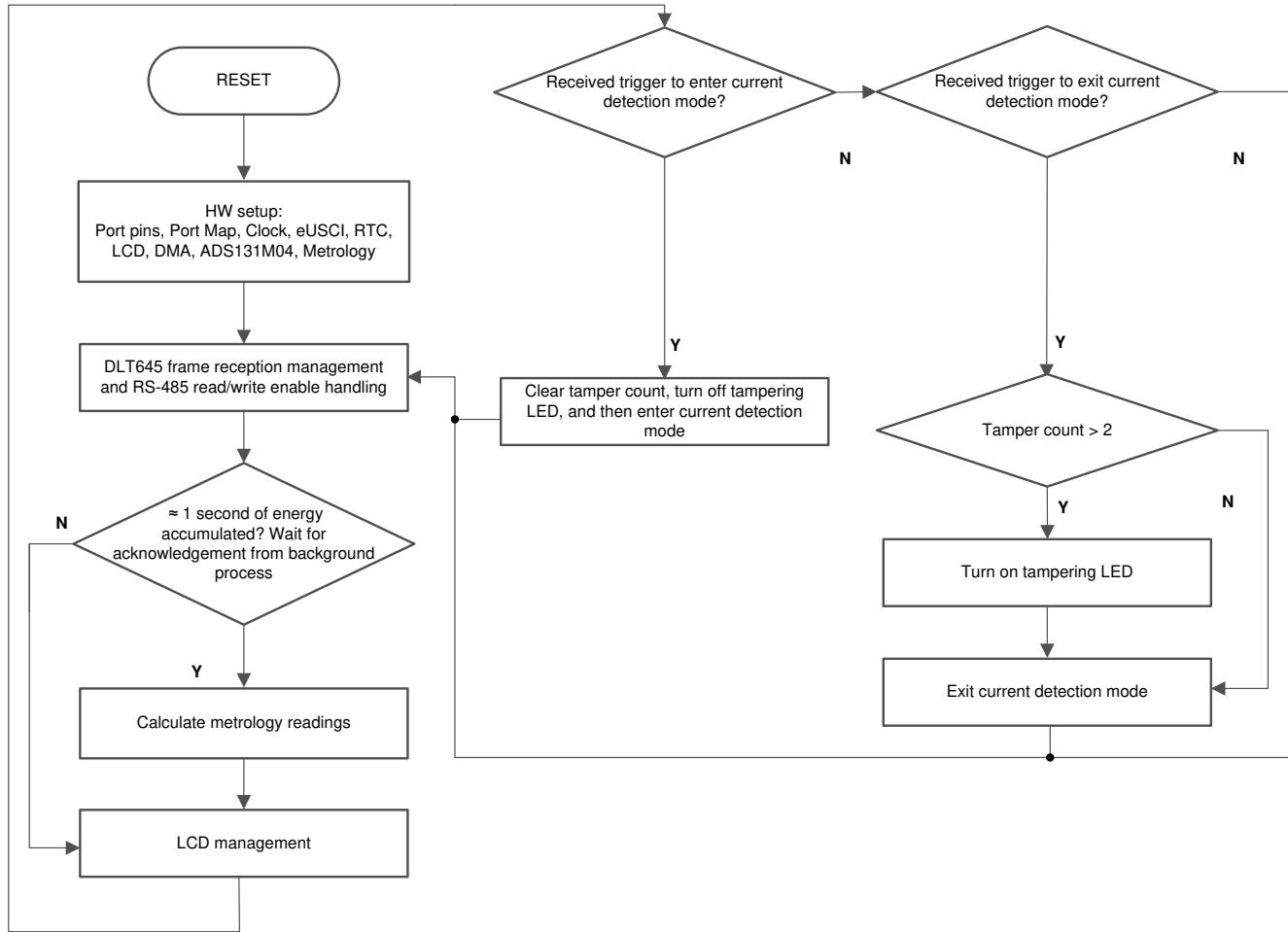


图 2-14. 前台进程

初始化例程涉及以下方面的设置：MSP432 通用输入/输出 (GPIO) 端口引脚和相关的端口映射控制器、MSP432 时钟系统、MSP432 USCI\_A0 (用于 UART 功能)、MSP432 RTC 模块 (用于时钟功能)、MSP432 LCD、MSP432 DMA、ADS131M04 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。如果选择了 RS-485 与 PC GUI 进行通信，THVD1500 器件必须驱动 RE 和 DE 引脚信号，在适当的时间启用接收器和驱动器，以接收来自 PC GUI 的数据包并将响应发送回 GUI。任何数据包从 MSP432 MCU 发送到 PC GUI 后，前台进程负责在数据包完全从 MSP432 MCU 发出之后、GUI 发送下一数据包之前，将 RE 和 DE 引脚置为有效。

随后，前台进程检查后台进程是否已通知其以计算新的计量参数。该通知是在存在可处理的数据帧时通过使“PHASE\_STATUS\_NEW\_LOG”状态标志有效来完成的。数据帧包含在后台进程中处理后累积约一秒的点积。这相当于累积了与输入电压信号同步的 50 或 60 个数据周期。此外，采样计数器会跟踪在此帧周期内累积的样本数。此计数会随着软件与传入的市电频率同步而变化。

处理的点积包括  $V_{RMS}$ 、 $I_{RMS}$ 、有功功率和无功功率。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。经过处理的电压点积、电流点积、有功电能点积和无功电能点积累积在单独的 64 位寄存器中，供进一步处理和获取 RMS 与平均值。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。还可使用节 2.3.2.3.2.1 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。

前台进程也会更新 LCD。LCD 显示项每两秒钟更改一次。有关 LCD 上不同显示项的详细信息，请参阅节 [2.4.2.1.4.1](#)。

前台进程同样负责触发 MSP432 MCU 控制 ADS131M04 器件进入或退出电流检测模式。在本设计中，标有 LED1 的 LED 用于显示系统在特定时间段内是否曾检测到篡改行为，该时间段是从 TPS7A78 器件发出电源故障指示开始，到其再次发出电源正常指示为止。此外，还有一个变量用于记录在同一时间内，ADS131M04 器件因检测到篡改事件而向 MSP432 发出告警的次数。

如果 MSP432 根据来自 TPS7A78 器件的电源故障指示而收到进入电流检测模式的触发信号，则篡改计数变量会被清零，使其仅统计自上一次电源故障以来检测到的篡改次数，而不是自 MSP432 MCU 上次复位以来检测到的篡改总次数。在清除篡改计数变量后，如果篡改 LED 此前已被点亮，则系统会将其关闭。随后，系统进入电流检测模式。

如果 MSP432 根据来自 TPS7A78 器件发出的电源正常信号而收到退出电流检测模式的触发信号，系统会检查篡改计数变量，以判断 ADS131M04 器件是否检测到超过两次的篡改事件。如果 ADS131M04 检测到两次以上的篡改事件，篡改 LED 将被点亮，用以指示系统已检测到篡改行为。之所以将“篡改事件”定义为 ADS131M04 检测到超过两次的篡改事件，是为了避免系统在以下两种情况下误报篡改：(1) 首次断电时，尽管系统已收到电源故障信号，但由于电流尚未降到电流检测模式阈值以下，系统仍会触发进入电流检测模式；(2) 当电表正在恢复电源时，检测到的电流已经高于电流检测模式的阈值，而系统尚未来得及退出电流检测模式，因此会被误判为篡改事件。

在确认篡改计数变量是否大于 2 并在条件成立时点亮篡改 LED 后，系统将退出电流检测模式。然后，返回前台循环的起始处，再次检查来自 PC GUI 的新消息。

### 2.3.2.3.2.1 公式

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 8000Hz 的采样率采集。在大约一秒帧数中采集的所有样本都将保留下来，用于计算电压和电流的 RMS 值。RMS 值通过以下公式计算：

$$\begin{aligned}
 V_{\text{RMS},\text{ph}} &= K_{v,\text{ph}} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} v_{\text{ph}}(n) \times v_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} - v_{\text{offset,ph}}} \\
 I_{\text{RMS},\text{ph}} &= K_{i,\text{ph}} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} i_{\text{ph}}(n) \times i_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} - i_{\text{offset,ph}}} \tag{8}
 \end{aligned}$$

其中

- $V_{\text{ph}}(n)$  = 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
- $I_{\text{ph}}(n)$  = 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
- 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：

$$P_{ACT,ph} = K_{ACT,ph} \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} v_{ph}(n) \times i_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - P_{ACT\_Offset,ph} \quad (9)$$

$$P_{REACT,ph} = K_{REACT,ph} \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{90,ph}(n) \times i_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - P_{React\_Offset,ph} \quad (10)$$

$$V_{RMS,ph} = K_{v,ph} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} v_{ph}(n) \times v_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - V_{offset,ph}} \quad (11)$$

其中

- $v_{90}(n)$  = 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
- $K_{REACT,ph}$  = 无功功率的比例因数
- $P_{ACT\_offset,ph}$  = 偏移量 , 用于消减串扰对有功功率测量的影响
- $P_{React\_offset,ph}$  = 偏移量 , 用于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 , 应使用在电流样本之前略大于和略小于 90° 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 方程式 12 中的以下公式计算电能 :

$$\begin{aligned} E_{ACT,ph} &= P_{ACT,ph} \times \text{Samplecount} \\ E_{REACT,ph} &= P_{REACT,ph} \times \text{Samplecount} \\ E_{APP,ph} &= P_{APP,ph} \times \text{Samplecount} \end{aligned} \quad (12)$$

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积累电能以输出电能脉冲的工作变量。有四组可用缓冲区 : 每个相位一组 , 相位累积一组。在每组缓冲区内将累积以下电能 :

1. 有功输入电能 ( 有功电能  $\geq 0$  时的有功电能 )
2. 有功输出电能 ( 有功电能  $< 0$  时的有功电能 )
3. 无功正交 I 电能 ( 无功电能  $\geq 0$  且有功功率  $\geq 0$  时的无功电能 ; 感性负载 )
4. 无功正交 II 电能 ( 无功电能  $\geq 0$  且有功功率  $< 0$  时的无功电能 ; 容性发生器 )
5. 无功正交 III 电能 ( 无功电能  $< 0$  且有功功率  $< 0$  时的无功电能 ; 感性发生器 )
6. 无功正交 IV 电能 ( 无功电能  $< 0$  且有功功率  $\geq 0$  时的无功电能 ; 容性负载 )
7. 视在输入电能 ( 有功电能  $\geq 0$  时的视在电能 )
8. 视在输出电能 ( 有功电能  $< 0$  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 13 将这种每个市电周期的样本数转换为赫兹频率：

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{\text{Sample Rate (samples / second)}}{\text{Frequency (samples / cycle)}} \quad (13)$$

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 14 计算功率因数的内部表示：

$$\text{Internal Representation of Power Factor} = \begin{cases} \frac{P_{\text{Act}}}{P_{\text{Apparent}}}, & \text{if capacitive load} \\ -\frac{P_{\text{Act}}}{P_{\text{Apparent}}}, & \text{if inductive load} \end{cases} \quad (14)$$

### 2.3.2.3.3 后台进程

图 2-15 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。

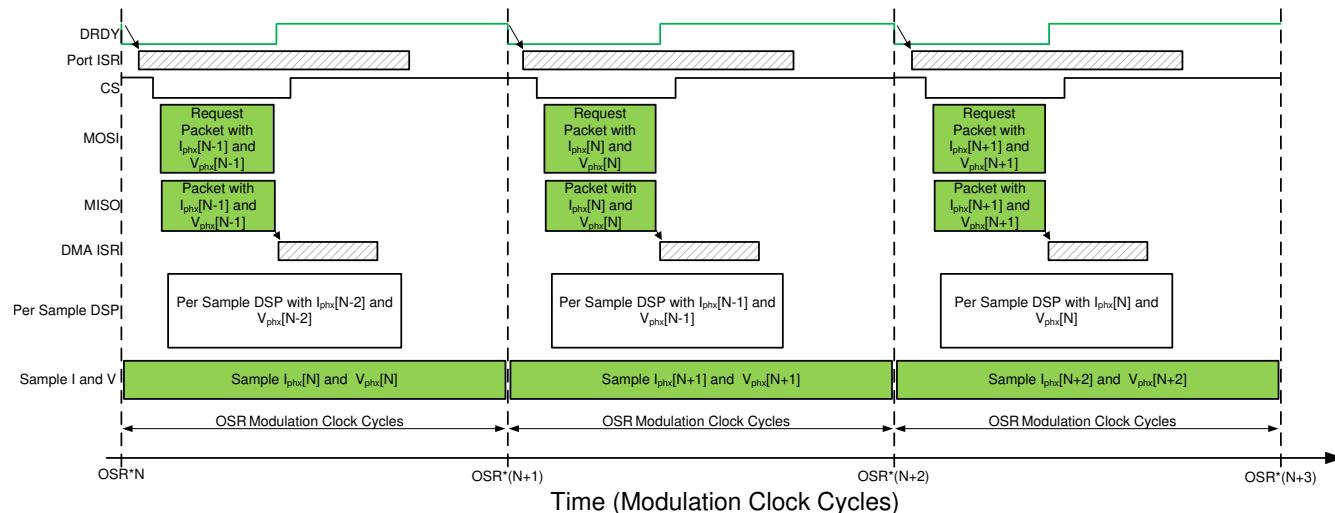


图 2-15. 电压和电流采样事件

回顾 图 2-15 中提到的过程，每经过一个 OSR（本设计为 512）调制时钟周期，就会生成一次新的电流采样。假设 ADS131M04 器件最近一次就绪的电流（来自分流电阻和 CT 通道）和电压样本对应于第 N - 1 个电流和电压样本，即  $I_{\text{phx}}[N - 1]$  和  $V_{\text{phx}}[N - 1]$ 。一旦新样本准备就绪，ADS131M04 就会将 DRDY 引脚置位为低电平。ADS131M04 器件上的 DRDY 引脚的下降沿将使 MSP432 MCU 上的 GPIO 端口中断，从而触发 MSP432 MCU 上的端口 ISR。后台进程在端口 ISR 内运行。图 2-16 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。

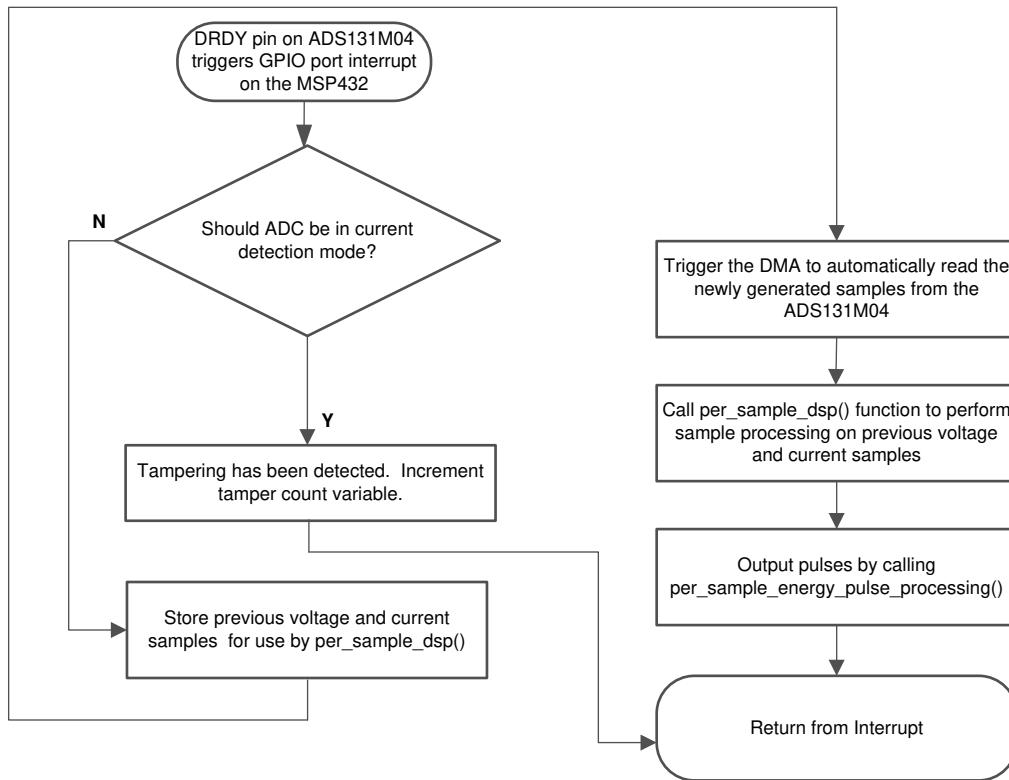


图 2-16. 后台进程

后台进程在每次由于 ADS131M04 器件的 `DRDY` 引脚置为有效而产生端口中断时触发执行。在后台进程中，如果器件本应处于电流检测模式，那么 `DRDY` 引脚置为有效的唯一可能原因就是 ADS131M04 可能检测到了篡改行为，例如电表中性线被断开。如果端口 ISR 因此被触发，则通过增加篡改计数变量来记录这一潜在篡改事件。

如果 ADS131M04 器件本不应处于电流检测模式，则 `DRDY` 引脚置为有效并随后触发端口 ISR，这是因为 ADS131M04 有新的样本。当这种情况发生时，先前获得的电压样本 ( $V_{phx}[N - 2]$ ) 和先前获得的电流样本 ( $I_{phx}[N - 2]$ ) 会被存入缓冲区，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结果。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 ADS131M04 器件的通信。然后，将 DMA 配置为针对 ADS131M04 器件最新电流和电压样本 ( $I_{phx}[N - 1]$  和  $V_{phx}[N - 1]$ ) 发送请求，并接收来自 ADS131M04 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。

图 2-17 显示了由 MSP432 MCU 的 DMA 发送的数据包，以及同样由 DMA 接收并组装的来自 ADS131M04 器件的响应数据包。发送和接收数据包中包含六个字，其中每个字的长度为三个字节。

MSP432 Transmit Packet (MOSI)	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)
MSP432 Receive Packet (MISO)	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/Not used in design (3 bytes)

图 2-17. ADS131M04 ADC 采样请求数据包

从 ADS131M04 器件请求 ADC 数据时，必须发送到 ADS131M04 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 ADS131M04 的设置或读取任何寄存器，因此会向 ADS131M04 发送 NULL 命令，这

使您能够无需更改器件状态即可从 ADS131M04 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 0x0000000。当 MSP432 MCU 移出命令字时，MSP432 同时将响应字移入前一个数据包的命令字。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 ADS131M04 接收到的第一个字将被忽略。

写入命令字后，需要对每个读取的字节执行一次空写。若要启用 SPI 时钟，便需要写入虚拟字节，这是从 ADS131M04 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 ADS131M04 的通道 0 接收 3 字节的 ADC 值。写入后续 9 个虚拟字节将分别获取通道 1、通道 2 和通道 3 的 ADC 数据。由于通道 3 不用于测量任何内容，因此系统会忽略通道 3 的字。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 ADS131M04 正确运行，仍必须发送虚拟写入的这个零填充字节）。

图 2-17 显示了每当 DMA 接收到整个  $I_{phx}[N - 1]$  数据包时，便会自动调用 DMA ISR。在 ISR 内，对五个命令字和 ADC 字进行 CRC 计算（共计 15 字节）。此 CRC 计算使用 MSP432 MCU 的 CRC 模块。由于 CRC 模块只能处理偶数个字节，而总共有 15 个字节可用，因此 CRC 模块用于前 14 个字节。最终 CRC 在软件中由 CRC 模块结果和第 15 个字节计算得出。请注意，只有最后一个字节需要进行软件 CRC 计算，因为在本设计中，字大小为三个字节。如果字大小改为选择两个字节或四个字节，则不需要进行软件 CRC 计算，这是因为有偶数个字节。图 2-18 展示了使用 MSP432 CRC 模块和软件对 15 个字节进行 CRC 计算的代码片段。

```
CRC32->IHIRES16 = 0xFFFF; // Init CRC16 HW module
for(i=0; i<CRC_BYTE_START/2; i++) //This for loop uses the MSP432's CRC module for calculating CRC for first 14 bytes of packet
{
    CRC32->DIRB16 = (((uint16_t )packet[i<<1])<<8) | packet[(i<<1) +1];
    _no_operation();
}
CRC16_Result = (unsigned char) (CRC32->IHIRES16 >> 8) | (CRC32->IHIRES16 << 8); //Stores CRC result for first 14 bytes from CRC module
CRC16_Result ^= packet[CRC_BYTE_START-1]; //packet[CRC_BYTE_START-1] is the last (15th byte) not used by the CRC module's calculation
CRC16_Result ^= (unsigned char) (CRC16_Result & 0xFF) >> 4;
CRC16_Result ^= (CRC16_Result << 8) << 4;
CRC16_Result ^= ((CRC16_Result & 0xFF) << 4) << 1; //The final CRC result over 15 bytes is now stored in CRC16_Result after this line executes.
```

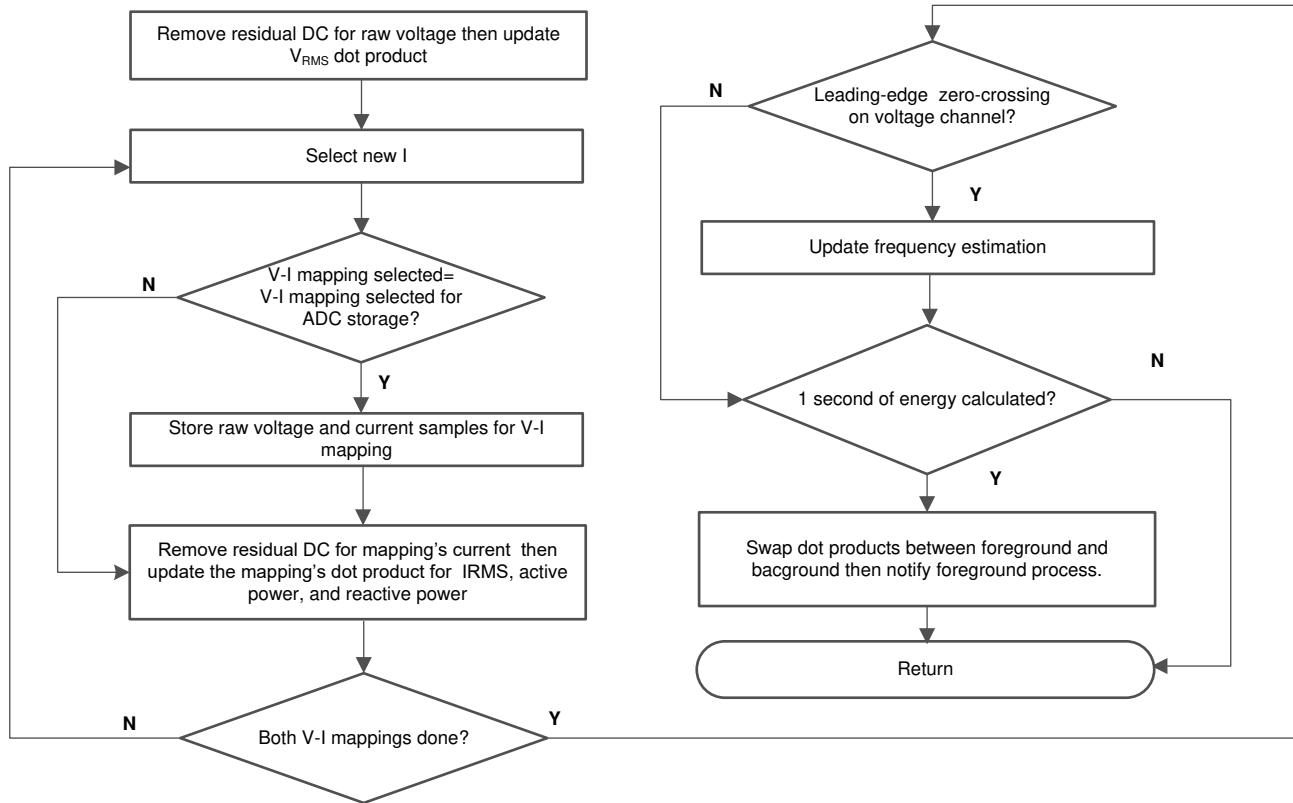
图 2-18. 使用 MSP432 MCU 的 CRC 模块对奇数个字节进行 CRC 计算的代码片段

计算出数据包的 CRC 后，会将结果与从 ADS131M04 设备发送的数据包中获得的 CRC 进行比较。发送的 CRC 根据 ADS131M04 数据包的字节 16 和 17 进行解析（字节 18 是 CRC 字的一部分，填充了零，因此不用于解析）。如果计算出的 CRC 和解析的 CRC 相等，则 CRC 校验通过，并解析 ADC 数据以获取时间 N - 1 处的电压和电流样本值。解析的电压和电流样本被放入临时缓冲区，以便在下一次中断调用 per\_sample\_dsp 函数时使用。在 DMA 中断结束之前，再次拉高片选线，以便在下次来自 ADS131M04 的电流样本准备就绪之前正确复位 ADS131M04 通信。

在使用 DMA 从 ADS131M04 器件接收最新电流样本的同时，ADS131M04 对下一个电压样本 ( $V_{phx}[N]$ ) 和电流样本 ( $I_{phx}[N]$ ) 进行采样，并且测试软件还会对从 ADS131M04 获得的最后一个电压样本 ( $V_{phx}[N - 2]$ ) 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。

### 2.3.2.3.3.1 per\_sample\_dsp()

图 2-19 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。有功功率和无功功率也在 64 位寄存器中累积。


 图 2-19. *per\_sample\_dsp* 函数

累积足够的样本（大约 1 秒）后，将会触发前台函数以计算  $V_{RMS}$ 、 $I_{RMS}$ 、有功/无功和视在功率、有功/无功和视在电能、频率以及功率因数的最终值。在测试软件中，一个相位有两组点积：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。当后台进程获得足够的采样点后，它会交换两个点积，使前台使用后台刚计算出的新点积，而后台使用新的空样本集计算下一组点积。每当电压通道上出现前沿过零（- 到 + 电压转换）时，*per\_sample\_dsp()* 函数还负责更新相位的相应频率（以每周期样本数为单位）。

以下部分介绍 *per\_sample\_dsp()* 函数中的各个电量测量元素。

#### 2.3.2.3.3.1.1 电压和电流信号

该设计的测试软件支持存储原始电压以及分流器 ADC 值或电流 ADC 值。

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  $I_{RMS}$ （请注意，对于 CT 电流和分流器电流，使用单独的点积变量，因为电流和功率都是针对火线电流和零线电流进行计算的）。
- 累积电能样本，用于计算有功电能
- 使用电流和  $90^\circ$  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。

#### 2.3.2.3.3.1.2 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。周期跟踪计数器和样本计数器会记录累积的周期数。当累积了约一秒的样本后，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，因为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 2-20 显示了过零点附近的样本以及线性插值的过程。

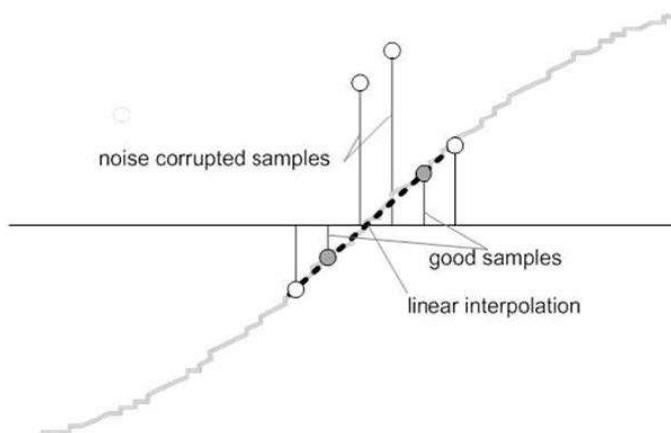


图 2-20. 频率测量

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。

#### 2.3.2.3.3.2 LED 脉冲生成

在电表中，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 (MSP432 MCU) 负责生成与能耗成比例的脉冲。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 `DRDY` 端口 ISR 中断时进行累积，从而为当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，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。在这种情况下的电能刻度为  $1\text{kWh}/6400$ 。电能脉冲在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 引脚用于产生脉冲。

在参考设计中，标记为“有功”的 LED 对应于两相总和的有功能耗。“无功”对应于累积两相无功电能总和。

图 2-21 展示了脉冲生成流程图。

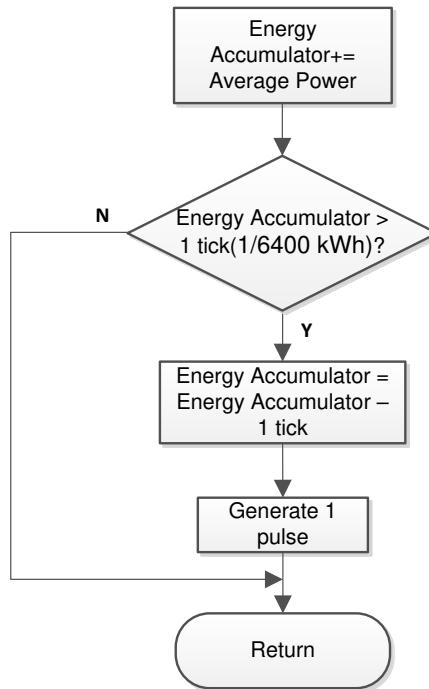


图 2-21. 用于电能指示的脉冲生成

平均功率以 0.001W 为单位，1kWh 阈值定义为：

$$\text{1-kWh threshold} = 1 / 0.001 \times 1 \text{ kW} \times (\text{Number of interrupts per second}) \times (\text{Number of seconds in one hour}) = 1000000 \times \\ 8000 \quad \times \quad 3600 \quad = \quad 0x1A3185C50000$$

#### 2.3.2.3.3.3 相位补偿

当使用电流变压器 (CT) 作为传感器时，它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另一种相移。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  $90^\circ$  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 8000Hz 采样率相当于 50Hz 下的  $0.0088^\circ$  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。

## 2.4 硬件、软件、测试要求和测试结果

### 2.4.1 所需的硬件和软件

#### 2.4.1.1 注意事项和警告

在高电流下，端子块可能会变热。另外请注意，火线电压会馈送到电路板，因此应采取适当的预防措施，特别是当系统以火线电压为基准时。

#### 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。

### 2.4.1.2 硬件

参考设计的下列图示最能说明其硬件构成：图 2-22 是能量测量系统的俯视图，图 2-23 展示了参考设计各部件在 PCB 顶层的布局，图 2-24 则展示了参考设计各部件在 PCB 底层的布局。

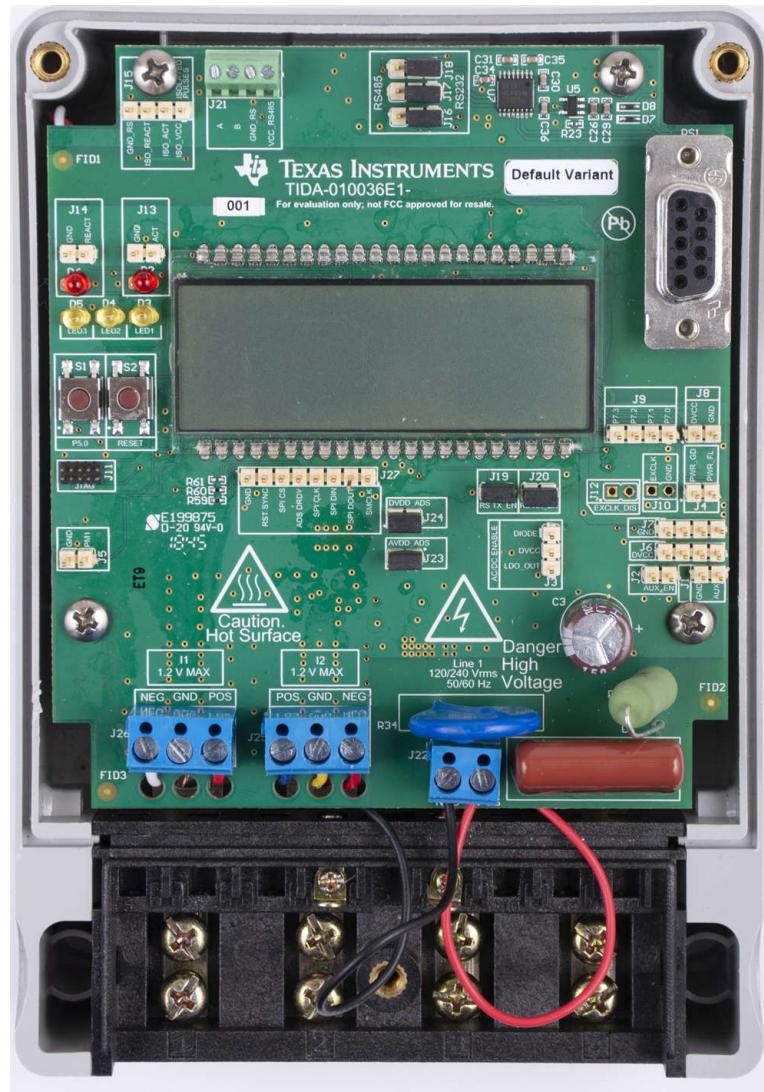
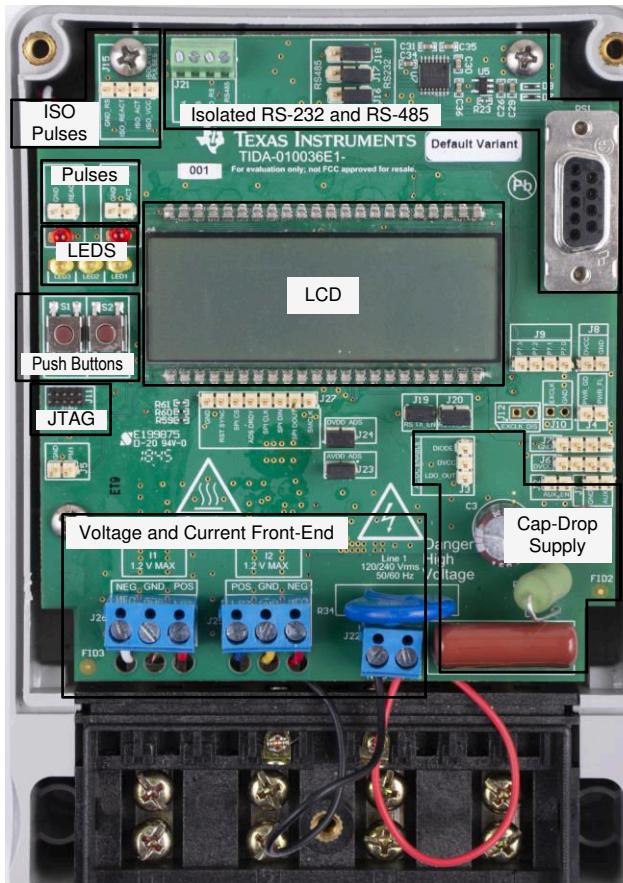


图 2-22. TIDA-010036 设计的俯视图



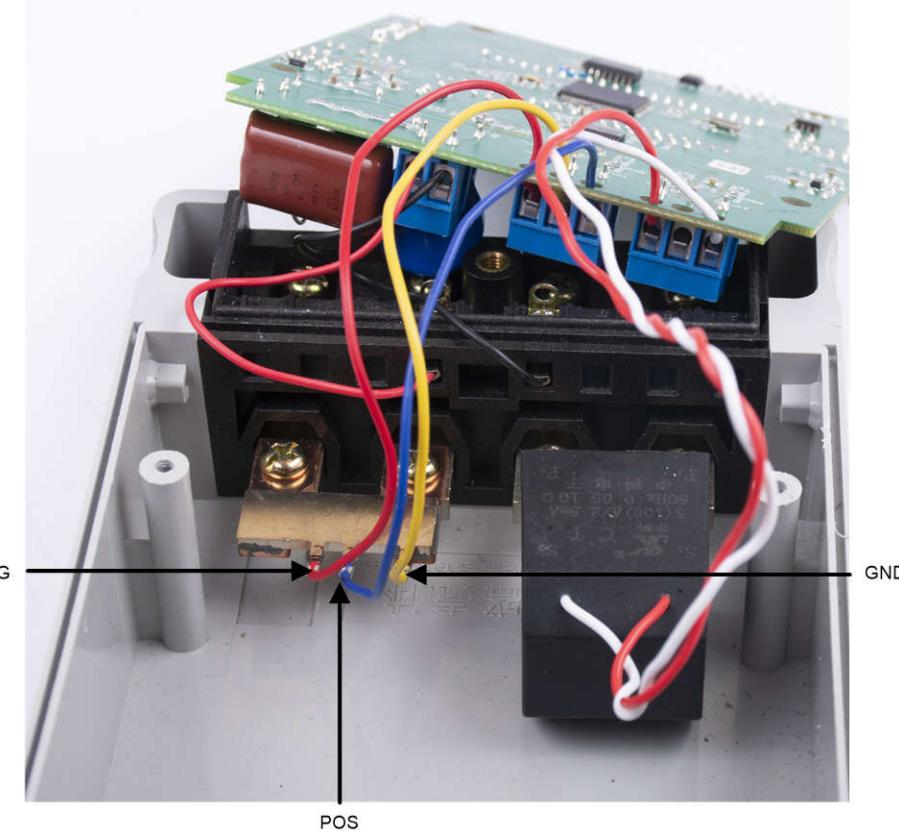


图 2-25. 分流器端子和 J25 端子块位置之间的映射

图 2-26 显示了使参考设计正常工作所需的各种测试设置连接。如果分流器和系统以零线为基准，则  $V^+$  对应火线连接， $V^-$  对应零线连接。如果分流器和系统以火线为基准，则  $V^+$  对应零线连接， $V^-$  对应火线连接。

$I_{shunt+}$  和  $I_{shunt-}$  对应设计分流器的电流输入，而  $I_{CT+}$  和  $I_{CT-}$  则对应设计电流互感器的电流输入。

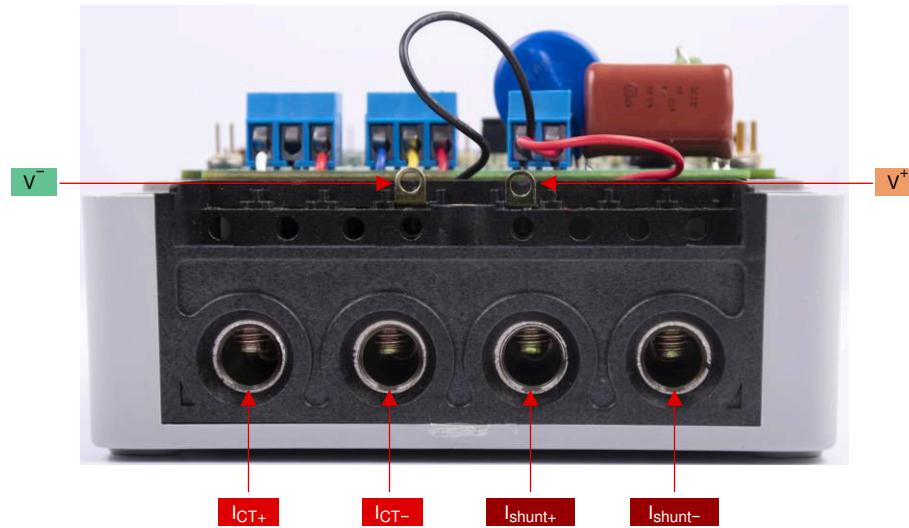


图 2-26. 适用于测试设置连接的参考设计视图

### 2.4.1.2.2 电源选项和跳线设置

本设计的 MSP432 MCU 和 ADS131M04 器件部分由单个电压轨 (DVCC) 供电，这可以通过两种可能的方法实现。在第一种方式中，DVCC 可以通过使用基于 TPS7A78 的电容压降电源从交流市电获取供电。TPS7A78 器件的输出可通过在 J3 接头的 DVCC 和 LDO\_OUT 引脚之间放置跳线直接连接至 DVCC。如果系统配有辅助电源（例如连接在 J1 接头上的电池），可在交流电中断时切换供电，应通过二极管间接将 TPS7A78 器件连接至 DVCC。要实现这种连接方式，可在 J3 接头的 DVCC 与 DIODE 选项之间放置一根跳线，同时在 J2 接口上也放置一根跳线。

二极管在此起到“或门”作用，实现 TPS7A78 电源与连接在 J1 上的辅助电源的优先选择。为确保在市电主电源可用时，系统优先使用 TPS7A78 提供的电源，TPS7A78 的输出电压（本设计为 3.3V）应高于连接在 J1 上的辅助电源输出电压。如果 TPS7A78 的输出电压不高于辅助电源的输出电压，即使市电可用，系统仍会从辅助电源供电。另外需要注意的是，通过二极管为 DVCC 供电会因为二极管的压降导致输出电压略低于直接供电的情况。因此，如果系统不需要辅助电源，建议将 TPS7A78 直接连接至 DVCC，而不是通过二极管将其连接到 DVCC。

在为 DVCC 提供电源的第二种方式中，DVCC 可以使用外部电源供电：将 3.3V 外部电源分别连接至 DVCC 接头 J6 和接地端 GND。为了支持这种直接驱动 DVCC 的方式，请勿在跳线接头 J3 上布置跳线。

各种跳线接头和跳线设置可增加电路板的灵活性。一些接头需要正确连接跳线，才能使电路板正常发挥作用。[表 2-2](#) 指示了板上每个跳线的功能。

#### 备注

主要功能列中包含（**警告**）文字的接头未隔离，因此以市电运行时，请勿在此处使用测量设备（尤其是当系统以火线为基准时）。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）。

**表 2-2. 接头名称和跳线设置**

接头或接头选项名称	类型	主要功能	有效用例	注释
J1	2 引脚插头	辅助电源输入（ <b>警告</b> ）	在此端与 GND 之间施加 3.2V 电压，可形成一个辅助电源。当 TPS7A78 因输入端的交流电中断而无法为系统供电时，该辅助电源即可为设计提供备用电力。	需要在 J2 上放置一根跳线，并在 J3 接头的 DVCC 与 DIODE 选项之间放置另一根跳线，以支持使用此处输入的电压作为备用电源。此外，施加在此接头的电压应低于 TPS7A78 的输出电压。
J2	2 引脚跳线接头	辅助电源输入使能（ <b>警告</b> ）	在此接头上放置跳线，可将连接在 J1 接头上的辅助电源连接到 DVCC。	在此处放置跳线，可将 J1 接头的辅助电源经由二极管连接至 DVCC。为了使此输入电压能够作为备用电源使用，需要在 J3 接头的 DVCC 与 DIODE 选项之间放置跳线，以实现对 TPS7A78 电源与辅助电源的“或”连接。请注意，由于二极管存在压降，连接至 DVCC 的输出电压会略低于此接头上施加的电压。
J3	3 引脚跳线接头	TPS7A78 DVCC 连接（ <b>警告</b> ）	可以通过探测此接头的 LDO_OUT 引脚来查看 TPS7A78 输出的电压。可在此处放置跳线，将 TPS7A78 直接连接至 DVCC，或通过二极管间接连接至 DVCC。	当 TPS7A78 的交流输入电源发生故障，需要使用连接在 J1 接头上的辅助电源作为备用电源时，应在本接头的 DVCC 与 DIODE 选项之间放置一根跳线。此外，在 J2 接头上再放置一根跳线。放置这两根跳线后，TPS7A78 与辅助电源将实现“或”连接。请注意，由于二极管存在压降，连接至 DVCC 的电压会略低于 TPS7A78 的输出电压。如果系统计划使用外部电源为 DVCC 供电，而不是使用 TPS7A78，请勿在此处放置跳线。
J4	2 引脚插头	连接到 TPS7A78 PG 和 $\bar{PF}$ 引脚的接头（ <b>警告</b> ）	在此接头的引脚 2 处进行探测，以确定 TPS7A78 器件是否在其输入端检测到交流电源故障。在引脚 1 处进行探测，可判断 TPS7A78 的输出电压是否已上升至设定的 3.3V LDO 输出电压的 90% 以上。	在本设计中， $\bar{PF}$ 引脚用于触发 ADS131M04 器件进入电流检测模式。PG 引脚则用于触发 ADS131M04 退出电流检测模式。
J5	2 引脚插头	PM1 接头（ <b>警告</b> ）	P2.7 GPIO 引脚和 GND。	此接头有两个引脚：GND 和 PM1，其中 PM1 是 MSP432 MCU 的 P2.7 GPIO 引脚。P2.7 GPIO 引脚可通过端口映射到不同的功能，从而允许使用此接头来调试多个模块。
J6	4 引脚插头	DVCC 电压接头（ <b>警告</b> ）	在此处探测 DVCC 电压。直接通过 DVCC 从外部为电路板供电时，请连接工作台或外部电源的正极端子。	在此处与 J7 之间探测为电路板供电的输出电压。如果直接为 DVCC 供电（从接头 J3 上移除跳线），则必须在此处和 J7 之间施加 3.3V 电压。
J7	4 引脚插头	接地电压接头（ <b>警告</b> ）	在此处探测 GND 电压。直接通过 DVCC 从外部为电路板供电时，请连接工作台或外部电源的负极端子。	在 J6 与 J7 之间探测，可获取为整块电路板供电的输出电压。如果直接为 DVCC 供电（从接头 J3 上移除跳线），则必须在 J6 和 J7 之间施加 3.3V 电压。
J8	2 引脚插头	额外的 DVCC 和 GND 连接（ <b>警告</b> ）	包含 DVCC 和接地的接头。	更多有关 DVCC 引脚的更多信息，请参阅 J6 的说明。有关接地引脚的更多信息，请参阅 J7 的说明。

表 2-2. 接头名称和跳线设置 (续)

接头或接头选项 名称	类型	主要功能	有效用例	注释
J9	4 引脚插头	包含 MSP432 P7.0、7.1、P7.2 和 P7.3 引脚的接头 (警告)	在此处探测 P7.0、P7.1、P7.2 和 P7.3 GPIO 引脚。	P7.0、P7.1 和 P7.2 引脚用于调节 LCD 的对比度。此设计并未使用 P7.3，这些引脚均可进行端口映射。如果不需要 LCD，可在软件中禁用它并且可以移除 R9、R15、R16 和 R17，以便能够将 P7.0、P7.1 和 P7.2 端口映射用于其他用途。
J11	10 引脚 2 排连接器	JTAG : MSP432 编程接头 (警告)	将 MSP-FET-432ADPTR 适配器连接到此连接器，以便对 MSP432 MCU 进行编程。	MSP-FET-432ADPTR 用于使 MSP-FET 工具能够对 MSP432 器件进行编程。MSP-FET-432ADPTR 适配器的一个连接器连接到 FET 工具，另一个连接器连接到 MSP432 MCU 的 JTAG 连接器。请注意，必须从外部为 MSP432 供电才能对 MSP432 MCU 进行编程。由于此接头和 FET 工具未隔离，因此在使用市电运行且市电未隔离时，请勿连接到此接头。
J13	2 引脚插头	有功电能脉冲 (警告)	在此处根据分流有功功率读数探测有功电能脉冲。此接头有两个引脚：GND 和 ACT，有功电能脉冲实际在这里输出。	此接头未与交流市电隔离，因此请勿在此处连接测量设备（尤其是在以火线为参考时），如果需要测试有功功率脉冲，请改用 J15 的 “ISO_ACT” 引脚，因为该引脚是隔离引脚。
J14	2 引脚插头	无功电能脉冲 (警告)	在此处根据分流有功功率读数探测有功电能脉冲。此接头有两个引脚：GND 和 REACT，无功电能脉冲实际在这里输出。	此接头未与交流市电隔离，因此请勿在此处连接测量设备（尤其是在以火线为参考时），如果需要测试无功功率脉冲，请改用 J15 的 “ISO_REACT” 引脚，因为该引脚是隔离引脚。
J15	4 引脚插头	隔离式脉冲接头	在此处探测隔离式有功电能脉冲和隔离式无功电能脉冲。建议使用此接头进行脉冲测量，尤其是在将系统以火线为基准时。	此接头有四个引脚：ISO_GND、ISO.REACT、ISO.ACT 和 ISO.VCC。 ISO_GND 是电能脉冲的隔离式接地。 ISO_VCC 是隔离式有功与无功电能脉冲的 VCC 电源连接。 ISO.ACT 为隔离式有功电能脉冲输出端。 ISO.REACT 是隔离式无功电能脉冲输出端。 此接头与交流市电隔离，因此可以安全地连接到示波器或其他测量设备，这是因为已经存在隔离器。然而，必须在 ISO_GND 和 ISO_VCC 之间施加 3.3V 或 5V 电压，才能在此接头处产生有功电能脉冲和无功电能脉冲。产生的脉冲具有逻辑高电压，等于在 ISO_GND 和 ISO_VCC 之间施加的电压。
J16	3 引脚跳线接头	RS-232 或 RS-485 选择 (电源)	将跳线布置在 RS-232 或 RS-485 位置，具体取决于需要这两个通信选项中的哪一种通信方式。	将跳线布置在此接头、J17 和 J18 上的 RS-232 位置，以选择 RS-232 通信。 将跳线布置在此接头、J17 和 J18 上的 RS-485 位置，以选择 RS-485 通信。
J17	3 引脚跳线接头	RS-232 或 RS-485 选择 (TX)	将跳线布置在 RS-232 或 RS-485 位置，具体取决于需要这两个通信选项中的哪一种通信方式。	将跳线布置在此接头、J16 和 J18 上的 RS-232 位置，以选择 RS-232 通信。 将跳线布置在此接头、J16 和 J18 上的 RS-485 位置，以选择 RS-485 通信。
J18	3 引脚跳线接头	RS-232 或 RS-485 选择 (RX)	将跳线布置在 RS-232 或 RS-485 位置，具体取决于需要这两个通信选项中的哪一种通信方式。	将跳线布置在此接头、J16 和 J17 上的 RS-232 位置，以选择 RS-232 通信。 将跳线布置在此接头、J16 和 J17 上的 RS-485 位置，以选择 RS-485 通信。
J19	2 引脚跳线接头	TX_EN : RS-232 或 RS-485 传输使能 (警告)	在此处布置跳线以启用 RS-232 或 RS-485 传输。	
J20	2 引脚跳线接头	RX_EN : RS-232 或 RS-485 接收使能 (警告)	在此处布置跳线以启用通过 RS-232 或 RS-485 接收字符。	
J21	4 引脚端子块	RS-485 连接	RS-485 的连接点	要使用 RS-485 查看 GUI，请连接此处的 USB 转 RS-485 适配器。必须在该接头的引脚 1 上从外部提供 5V 电压。此接头的引脚 2 是 RS-485 地，引脚 3 是 B 总线 I/O 线，引脚 4 是 A 总线 I/O 线。
J22	2 引脚端子块	市电电压输入 (警告)	火线和零线连接	此端子块连接到火线和零线。如果以零线为参考连接分流器和系统接地，将左侧的端子块位置（在 PCB 上标记为“NEG”）连接到零线。另外，将右侧的端子块位置（在 PCB 上标记为“POS”）连接到火线。 如果以火线为参考连接分流器和系统接地，将左侧的端子块位置（在 PCB 上标记为“NEG”）连接到火线。另外，将右侧的端子块位置（在 PCB 上标记为“POS”）连接到零线。 如果系统以火线为基准，请注意，从 ADS131M04 器件获取的所有电压样本应在软件中乘以 -1，以确保电压和电流之间的相位关系在功率测量结果中正确反映。此外，仅在使用能够测量市电电压的设备时，才可在此处进行探测。
J23	2 引脚跳线接头	ADS131M04 AVDD 跳线 (警告)	为了使 ADS131M04 器件正常运行，该跳线接头必须短接（通过电流表的跳线进行）。	此接头与 J24 配合使用可测量 ADS131M04 器件的电流消耗。
J24	2 引脚跳线接头	ADS131M04 DVCC 跳线 (警告)	为了使 ADS131M04 器件正常运行，该跳线接头必须短接（通过电流表的跳线进行）。	此接头与 J23 配合使用可测量 ADS131M04 器件的电流消耗。
J25	3 引脚端子块	分流器连接 (警告)	分流器连接	该端子块连接到分流器的输出端子。该端子块是一个三位端子块，其位置标记为“POS”、“GND”和“NEG”。对于本设计中使用的增益为 32 的情况，该端子块“POS”与“NEG”之间的差分电压应小于 $\pm 37.5\text{mV}$ 。请勿在此处连接 CT，因为该通道的电路没有配置负载电阻，而 J26 的电流测量电路则配备了负载电阻。
J26	3 引脚端子块	CT 连接 (警告)	CT 传感器后的电流输入	这是三位置端子块，但仅使用最左侧和最右侧位置。中心位置连接至 GND，不连接至 CT。将 CT 的正极端子连接到最右侧的端子块位置，此位置标记为“POS”。将 CT 的负极端子连接到最左侧的端子块位置，此位置标记为“NEG”。在执行任何测试之前，请验证该端子块是否安全牢固地连接到 CT 的两条输出引线。

表 2-2. 接头名称和跳线设置 (续)

接头或接头选项 名称	类型	主要功能	有效用例	注释
J27	8 引脚插头	ADS131M04 MSP432 通信接头 <b>(警告)</b>	在此处探测与 ADS131M04 器件的芯片选择信号、SPI 信号、 <u>RST</u> 信号、CLKIN 信号和 DRDY 信号的连接。	<p>ADS131M04 器件的 SYNC/RESET 引脚用于复位 ADS131M04 器件。初始化 ADS131M04 时，MSP432 MCU 会驱动该引脚以将 ADS131M04 复位。ADS131M04 器件的 DRDY 引脚用于指示 MSP432 MCU 有新的电流样本可用。CLKIN 引脚从 MSP432 MCU 的 SMCLK 时钟输出馈送到 ADS131M04 器件，后者对时钟进行分频以产生所使用的调制器时钟。此接头未与交流市电隔离，因此，除非可以使用参考设计的外部隔离器，否则请勿在使用市电运行时连接测量设备。此接头上的引脚映射如下：</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● 引脚 1 : SMCLK ( ADS131M04 CLKIN 引脚 )</li> <li>● 引脚 2 : SPI DOUT ( ADS131M04 DIN 引脚/SIMO )</li> <li>● 引脚 3 : SPI DIN ( ADS131M04 DOUT/引脚 SOMI )</li> <li>● 引脚 4 : SPI CLK ( ADS131M04 SCLK 引脚 )</li> <li>● 引脚 5 : ADS DRDY ( ADS131M04 DRDY 引脚 )</li> <li>● 引脚 6 : SPI CS ( ADS131M04 CS 引脚 )</li> <li>● 引脚 7 : RST SYNC ( ADS131M04 SYNC/RESET 引脚 )</li> <li>● GND</li> </ul>

### 2.4.1.3 软件

用于评估此设计的 MSP432 软件是测试软件。节 2.3.2.3 讨论测试软件的功能，其中提供了如何实现用于计量测试的自定义软件的见解。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。

本参考设计中包含的测试数据是使用通用测试代码获取的。此后，该测试代码已进一步开发为电能计量库软件。

对于所有新设计，TI 建议使用 **ADC 电能计量库** 软件包。该软件包含硬件抽象层，可实现 ADC 与 Arm® Cortex®-Mx 微处理器 (MCU) 间的通信，以及用于能量测量的计量库和电表示例应用。随附的多相电表应用在 Arm Cortex-M4 MSP432P 微处理器上开发和测试，但也可以使用硬件抽象层移植到其他微处理器上。还包括一个 Windows® PC GUI，用于显示 TIDA-010036 和 TIDA-010037 参考设计中的计量参数。

### 2.4.2 测试和结果

#### 2.4.2.1 测试设置

##### 2.4.2.1.1 SVS 和电容压降功能测试

除了计量精度测试外，还对 TPS3840 SVS 器件进行了功能测试。要进行 TPS3840 测试，需要通过将外部电源直接连接到 DVCC（为了正确向 DVCC 直接供电，不应将跳线连接到 J2 上），并且电源的输出电压从 3.3V 缓慢降到 1.9V。记录 TPS3840 器件复位 MSP432 MCU 时的阈值电压，该电压称为负电压阈值。达到负电压阈值后，电源输出电压从 1.9V 缓慢增加至 3.3V。同时还会记录解除复位时的电压，该电压等于负电压阈值加上迟滞电压。

在本设计中，还对基于 TPS7A78 的电容压降电源进行了若干功能测试。在第一个测试中，当交流电网输入电压在 75V 到 270V 之间变化时，测量了 TPS7A78 的输出电压。为进行此测试，在 J3 的 LDO\_OUT 与 DVCC 位置之间放置跳线，使 TPS7A78 直接连接至 DVCC。

此外，还对电源进行了测试，以验证其是否能够为 50mA 的负载供电。测试是在 DVCC 直接连接到 TPS7A78 输出端、输入电压为 230V 交流市电的情况下进行的。正常运行时，本设计的电流消耗在 14-18mA 之间，远低于电容压降电路设计的最大输出电流。为使系统电流消耗达到 50mA，测试中点亮了电路板上五个 LED 中的四个，从而使系统电流约为 50mA。在电路板从电容压降电源消耗约 50mA 电流的情况下，对 TPS7A78 的输出电压进行了测量。

还对通过在接头 J1 处将 TPS7A78 电源与辅助电源进行“或”连接后得到的 DVCC 电压进行了测试。此测试通过在 J3 的 DIODE 与 DVCC 位置之间放置跳线来实现。由于用于实现电源“或”连接的二极管上存在压降，测得的电压低于 TPS7A78 的输出电压。本次测试使用 230V 交流市电作为输入，系统处于正常工作状态，电流消耗约为 14 - 18mA。

##### 2.4.2.1.2 电表计量精度测试

为了测试计量精度，使用源发生器在 节 2.4.1.2.1 中提到的正确位置向系统提供电压和电流。此外，测试中使用了 230V 的标称电压、10A 的校准电流和 50Hz 的标称频率。在所有测试过程中，通过将 J3 连接器上的 LDO\_OUT 与 DVCC 引脚用跳线短接，直接采用基于 TPS7A78 的电源为电路板供电。此外，在大部分测试中，系统和并联的参考电位都以中性线为基准。

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。在该参考设计中，如 节 2.4.2.1.4.2.2 所述，在执行能量增益校准、相位校准和能量偏移校准后，进行有功电能误差测试、无功电能误差测试、电压变化测试和频率变化测试。

无功电能测试采用  $200\mu\Omega$  分流器进行电流测量。有功电能测试使用板载的分流器和 CT 通道进行电流测量。由于默认用于有功电能脉冲输出的通道是分流器通道，因此修改软件设置，将 CT 通道设为脉冲输出的默认通道，以测试使用 CT 通道时的有功电能误差。在分流器通道上进行的有功电能测试中，同时测试了  $200\mu\Omega$  分流器和  $100\mu\Omega$  分流器两种规格。

在分流器通道上进行的有功电能误差和无功电能误差测试中，当使用分流器测量电流时，测试电流范围从 50mA 到 90mA。而在进行 CT 有功电能测试时，测试电流范围则为 50mA 至 100A。对于有功电能误差测试，输入到参考设计的电压与电流波形之间分别施加了 0°、60° 和 -60° 的相移。根据有功电能输出脉冲的误差，针对 0°、60°

和  $-60^\circ$  相移创建了一个有功电能百分比误差与电流间的关系图。对于无功电能误差测试，遵循类似过程，但使用  $30^\circ$ 、 $60^\circ$ 、 $-30^\circ$  和  $-60^\circ$  的相移，并绘制无功电能误差，而非有功电能误差。

在进行计量测试时，还执行了两组均使用  $200\mu\Omega$  分流器的电压测试。在第一项测试中，在不同电流和功率因数条件下，使  $230V$  额定电压产生  $\pm 10\%$  的波动。随后记录每个测试点对应的有功电能误差结果。在第二项测试中，记录了在单位功率因数条件下，电压在更宽范围内波动时的有功电能误差变化曲线。具体而言，电压测试范围从  $75$  至  $270V$ 。也可以进行超过  $270V$  的测试，但需要设计中移除  $275V$  变阻器并将其替换为额定电压更高的变阻器。

另一组进行的测试是频率变化测试，该测试使用  $200\mu\Omega$  分流器完成。对于此测试，频率范围为  $50Hz$  标称频率  $\pm 2Hz$ 。此测试在  $0^\circ$ 、 $60^\circ$  和  $-60^\circ$  相移下以  $0.5A$  和  $10A$  电流进行。记录了在这些条件下产生的有功电能误差。

#### 2.4.2.1.3 电流检测模式测试

为了测试电流检测模式，对火线和零线通道的触发电流以及 **ADS131M04** 器件的平均电流消耗进行了测试。这些测试是使用 [节 2.3.2.3.1.7](#) 中提到的寄存器设置执行的。

在执行触发电流测试之前，使用 **ADS131M04** 偏移寄存器来减去分流器和 CT 电流通道上的平均 ADC 偏移。这是必要的，因为分流器和 CT 电流通道具有不同的 PGA 增益设置（对于 CT， $PGA$  增益 = 1；对于分流器， $PGA$  增益 = 32）。在这些不同的增益下，通道 ADC 偏移存在差异，因此执行了偏移校准，以在两个电流通道之间提供更好的匹配，为了仅使用一个阈值在两个通道之间获得一致结果，这样做是必需的。根据测试设置，将 **ADS131M04** 置于电流检测模式。将器件置于电流检测模式后，分流器通道上的输入电流从  $50mA$  变为  $10A$ （而 CT 通道上没有电流），以观察 **ADS131M04** 在何种电流下会向 **MSP432 MCU** 发出篡改指示。测试结果中记录了第一个电流。在 CT 通道上也进行了类似测试，以确定其在电流检测模式下的触发电流。

本设计进行了两组电流检测模式下的电流消耗测试。在这两项测试中，**ADS131M04** 和电路板的其余部分由两个独立电源供电，两个电源共用相同的地线。**ADS131M04** 由 **N6705** 功率分析仪以  $3.3V$  电压供电，该分析仪记录了 **ADS131M04** 的平均电流消耗。电路板的其余部分由常规电源以  $3.3V$  电压供电。

在第一项测试中，在电流检测模式下测量 **ADS131M04** 在不同启用通道组合下的电流消耗。电流检测模式下使用的通道数量会影响器件的电流消耗。此外，对于为两个通道启用电流检测模式的情况，已启用通道的配对也可能会影响电流消耗。通道 0 和 1 之间以及通道 2 和 3 之间存在共享电路，如果启用了这些通道对中的任意一个通道，则这些电路将开启。因此，当启用通道 0 和 1 或启用通道 2 和 3 时，预计双通道情况下的电流消耗最低。在此设计中，通道 1 和 2 用于电流测量，因此这两个通道可能在电流检测模式下被启用；然而，如果设计修改为使用通道 0 和 1 测量电流、通道 2 测量电压，则预计电流消耗会更低，因为通道 3 和 4 的共享电路可以在电流检测模式下关闭。

对于第二次电流消耗测试，当电流检测模式分别每  $10$  秒 ( $t_{CD\_mode\_period} = 10$ ) 和每  $64$  秒 ( $t_{CD\_mode\_period} = 64$ ) 进入一次时，测量平均电流消耗。此测试中，在分流器（通道 1）和 CT（通道 2）中启用了电流检测模式。在此测试中，**ADS131M04** 在待机模式和电流检测模式之间切换。由于待机模式和电流检测模式下的电流消耗存在显著不同，因此必须使用 **N6705** 功率分析仪上的两种不同电流范围，分别测量待机模式和电流检测模式下的电流消耗。[图 2-27](#) 显示待机模式的示例读数，其中测量出的平均电流为  $1.429\mu A$ 。器件处于电流检测模式的持续时间通过测量电流消耗的正脉冲宽度来估算。[图 2-28](#) 显示电流检测模式的读数示例，其中测量出的平均电流为  $648.762\mu A$ ，电流检测持续时间为  $95.23ms$ 。利用这个预估的电流检测持续时间、该期间内的平均电流以及待机模式的平均电流消耗，可以估算整个周期的总平均电流消耗值。该平均电流消耗测试在三个独立电路板上进行，然后将结果平均，得到此设计中显示的总平均电流消耗测试结果。此测试的预估电流检测持续时间和待机模式平均电流，也用于估算第一次电流检测测试中不同启用通道组合的平均电流消耗。

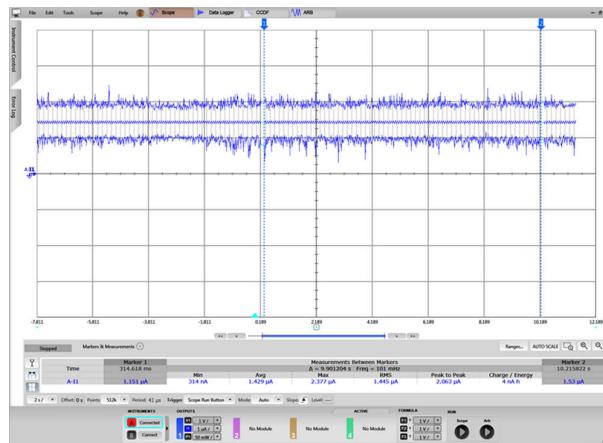


图 2-27. 待机模式电流消耗读数示例

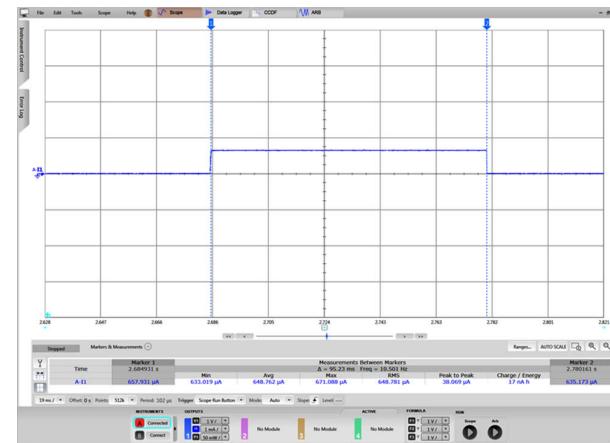


图 2-28. 电流检测模式电流消耗读数示例

#### 2.4.2.1.4 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。

##### 2.4.2.1.4.1 从 LCD 中查看结果

LCD 的底部一行用于表示所显示参数的值。LCD 的顶部一行表示所显示参数的说明文本。表 2-3 展示了 LCD 上显示的不同计量参数以及这些参数在显示时的相关单位。“名称”列显示字符与计量参数之间的对应关系。

表 2-3. 所显示参数

参数名称	名称	单位
有功功率	A <sub>c</sub> P <sub>o</sub>	瓦特 (W)
无功功率	r <sub>e</sub> P <sub>o</sub>	伏安无功功率 (var)
视在功率	A <sub>p</sub> P <sub>o</sub>	伏安 (VA)
功率因数	PF	0 到 1 之间的常数
电压	U <sub>r</sub> n <sub>s</sub>	电压 (V)
电流	I <sub>r</sub> n <sub>s</sub>	安培 (A)
频率	F <sub>r</sub> e <sub>9</sub>	赫兹 (Hz)
消耗的总有功电能	A <sub>c</sub> E <sub>n</sub>	kWh
消耗的总无功电能	r <sub>e</sub> E <sub>n</sub>	kVarh
时间	t <sub>in</sub> e	小时:分钟:秒
日期	d <sub>a</sub> t <sub>e</sub>	年:月:日

图 2-29 展示了 LCD 上显示的一个 59.99Hz 测量频率示例。

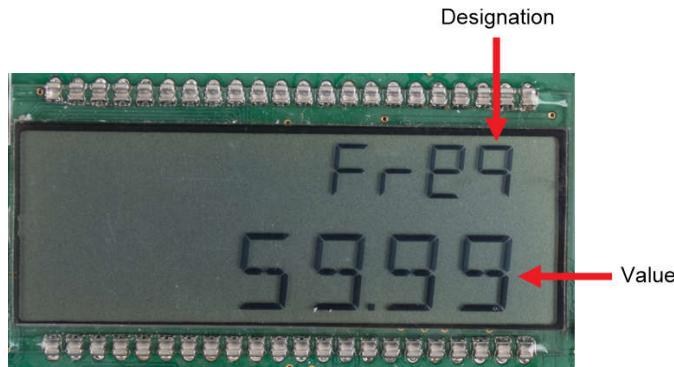


图 2-29. LCD

#### 2.4.2.1.4.2 从 PC 校准和查看结果

##### 2.4.2.1.4.2.1 查看结果

要从 GUI 查看计量参数值，请执行以下步骤：

1. 选择是使用 RS-485 还是 RS-232 连接来与 PC GUI 进行通信。该配置通过跳线连接 J16、J17 和 J18 三个跳线接头实现。要选择 RS-485 通信选项，需将跳线置于这三个接头最左侧的顶端两组引脚（板上标有“RS-485”）上。要选择 RS-232 通信选项，需将跳线置于这三个接头最右侧的两组引脚（板上标有“RS-232”）上。
2. 将参考设计连接到 PC
  - RS-232 选项：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。插入 RS-232 适配器后，此适配器会在 PC 上创建一个 COM 端口。
  - RS-485 选项：可以使用 USB 转 RS-485 适配器在 PC GUI 与此设计上的 RS-485 端口之间进行通信。插入适配器后，USB 转 RS-485 适配器会在 PC 上创建一个 COM 端口。适配器的另一端具有用于 RS-485 数据 A 和数据 B 连接、GND 连接和 5V 电源连接的电线，请按照端子块引脚旁边的连接标签，将所有连接线接入设计的 J21 螺钉端子块。为测试此电路，专门使用了以下 USB 转 RS-485 适配器：[http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/Cables/DS\\_USB\\_RS485\\_CABLES.pdf](http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/Cables/DS_USB_RS485_CABLES.pdf)。对于此特定适配器，数据 A 连接为橙色，数据 B 连接线为黄色，GND 连接为黑色，5V 电源连接为红色。
3. 打开 GUI 文件夹，并在文本编辑器中打开 *calibration-config.xml*。
4. 将 *meter* 标签内的 *port name* 字段更改为连接到系统的 COM 端口。如图 2-30 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="USBO::0xA69::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 2-30. 更改了 GUI 配置文件以与电能测量系统通信

5. 运行位于 GUI 文件夹中的 *calibrator.exe* 文件。如果在上一步中已将 *calibration-config.xml* 中的 COM 端口更改为连接到参考设计的 COM 端口，则 GUI 将打开（请参阅 图 2-31）。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。

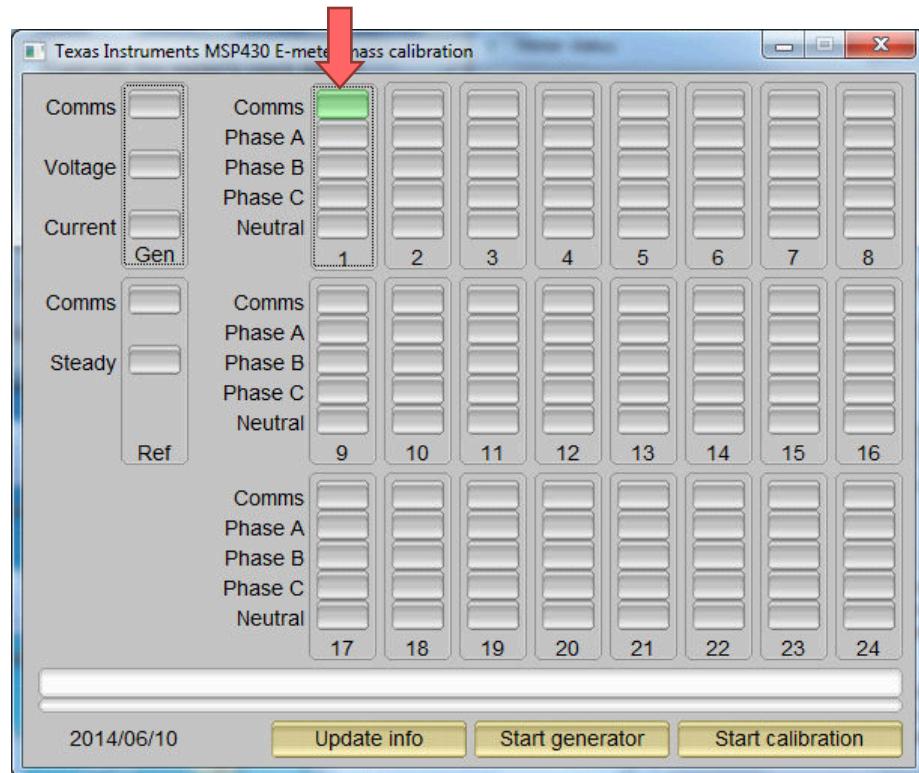


图 2-31. GUI 启动窗口

点击绿色按钮后，结果窗口将打开（请参阅图 2-32）。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。请注意，默认情况下，GUI 中标记为 "Phase A" 的列实际上是分流器通道，标记为 "Neutral" 的列实际上是 CT 通道。如果系统和分流电阻是相对于零线为基准，则分流电阻实际上将测量零线电流，而 CT 将测量火线电流，这与 GUI 的标记方式不同。

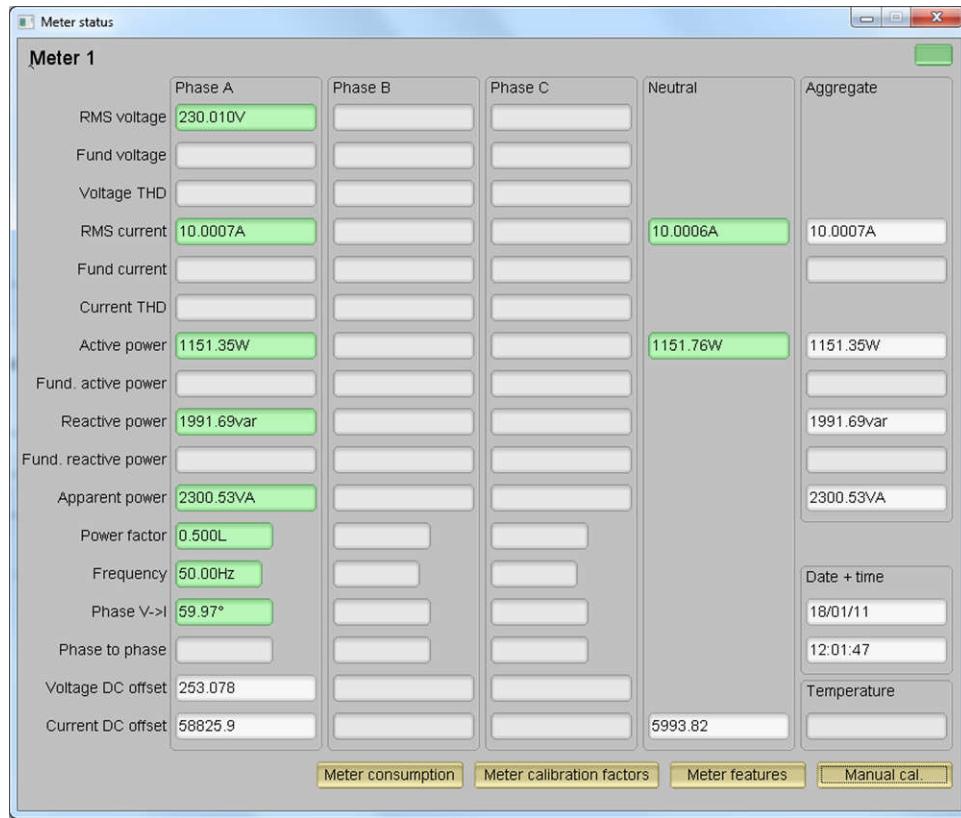


图 2-32. GUI 结果窗口

在结果窗口中，可通过点击 **Meter Consumption** 按钮来查看总能耗读数。用户点击此按钮后，将弹出 **Meter events and consumption** 窗口，如图 2-33 所示。

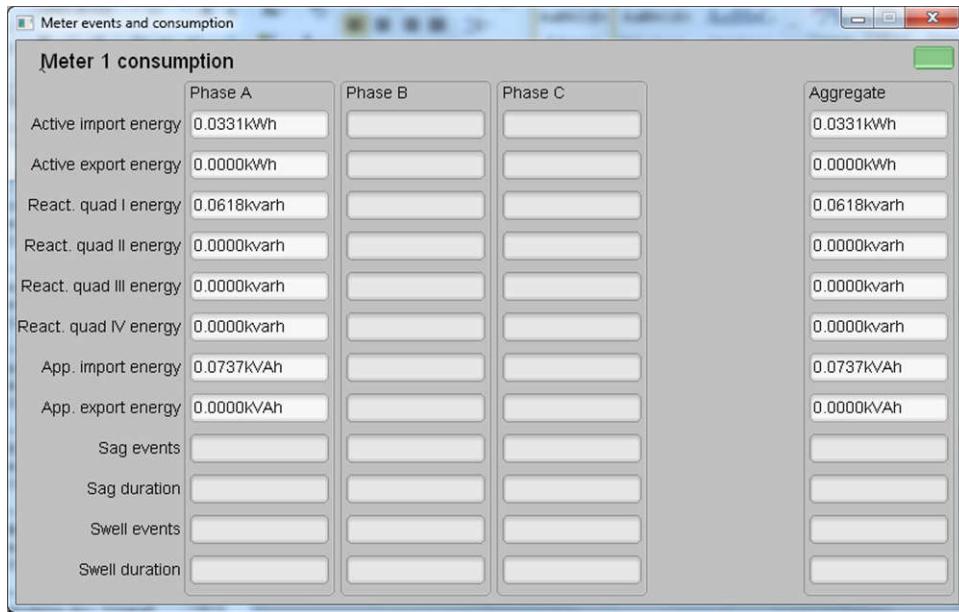


图 2-33. 电表事件和能耗窗口

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

#### 2.4.2.1.4.2.2 校准

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。为消除其影响，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。本节讨论了一种用于此三相设计的简单而有效的校准方法。

用于显示结果的 GUI 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。请注意，偏移校准仅用于分流器通道，而不同于 CT 通道。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。请注意，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 SW 首次在 MSP432 器件上刷写时，默认校准因数会被加载。校准期间，通过 GUI 修改这些值。校准因数存储在 INFO\_MEM 中，因此重新启动电表后，这些校准因数保持不变。

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，电表连接应与节 2.4.1.2.1 一致，且电能脉冲应连接至参考表。

#### 2.4.2.1.4.2.2.1 增益校准

通常可以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（%）。

##### 2.4.2.1.4.2.2.1.1 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. 配置测试源以提供所需的电压和电流。确保这些是电压和电流间相移为零度的电压和电流校准点。例如，230V、10A、0° (PF = 1)。
3. 点击 *Manual cal.* 按钮 (如 图 2-32 所示)。此时会弹出图 2-34 中的屏幕：

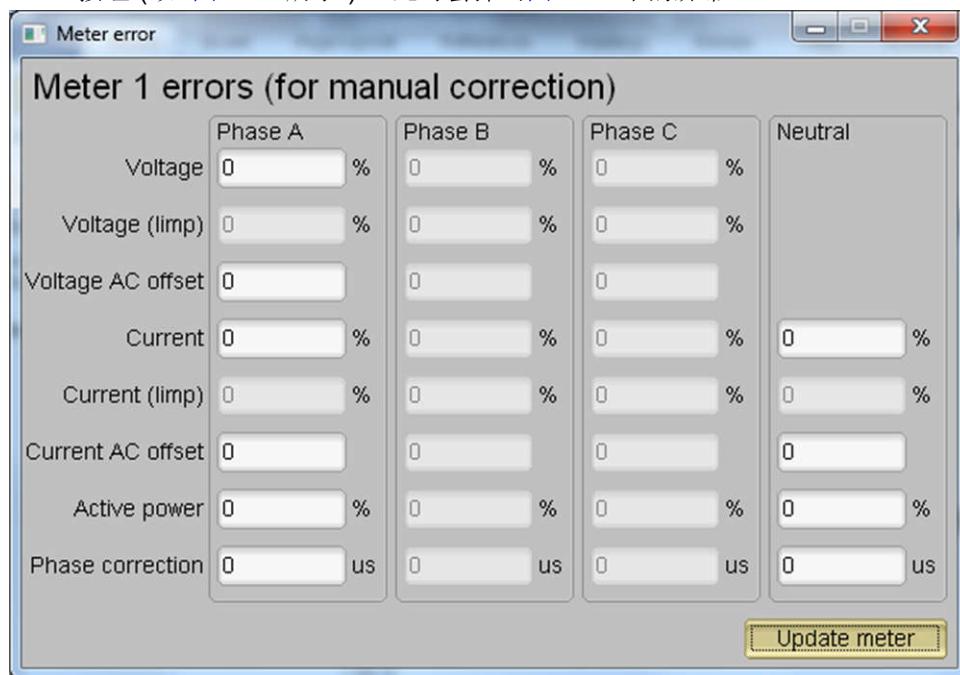


图 2-34. 手动校准窗口

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 15 进行计算：

$$\text{Correction (\%)} = \left( \frac{\text{value}_{\text{observed}}}{\text{value}_{\text{desired}}} - 1 \right) \times 100 \quad (15)$$

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。

#### 2.4.2.1.4.2.2.1.2 有源功率增益校准

对电压和电流执行增益校正后，必须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，因为它的准确性不是最高的。

获得 *校正 (%)* 的最佳方式是直接使用参考电表的有功功率测量误差。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 节 4.2.1.4.2.2.1.1 部分中相同的电压、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。注意，此值可能为负值。
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。

#### 2.4.2.1.4.2.2.2 偏移校准

执行增益校准后，如果低电流下的精度不可接受，可进行偏移校准。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，请将需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（在仪表校准因数窗口中标为“*voltage AC off*”），然后在手动校准窗口的 *Voltage AC offset* 字段中输入该新值。例如，如果“*voltage AC off*”在仪表校准窗口中的值为 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，点击“*Update meter*”。

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。将需从无功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（在仪表校准窗口中标为“*Current AC offset*”），然后在手动校准窗口的 *Current AC offset* 字段中输入该值。在手动校准窗口的 *Current AC offset* 字段中输入值后，点击“*Update meter*”。

#### 2.4.2.1.4.2.2.3 相位校准

执行功率增益校正后，请进行相位校准。要执行相位校正校准，请完成以下步骤：

1. 如果已关断或重新配置交流测试源，请执行 [节 4.2.1.4.2.2.1.1](#) 中的第 1 步至第 3 步，同时使用与该部分中相同的电压和电流。
2. 仅将相移修改为非零值；通常选择 +60°。参考表此时会显示不同的有功功率测量百分比误差。注意，此值可能为负值。
3. 如果步骤 3 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 ± 整数，使误差更接近零。此外，若相移大于 0 (例如：+60°)，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，校准完成。如有需要，请点击 [图 2-32](#) 中 GUI 计量结果窗口的 *Meter calibration factors* 按钮，查看新的校准因数（请参阅 [图 2-35](#)）。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）。

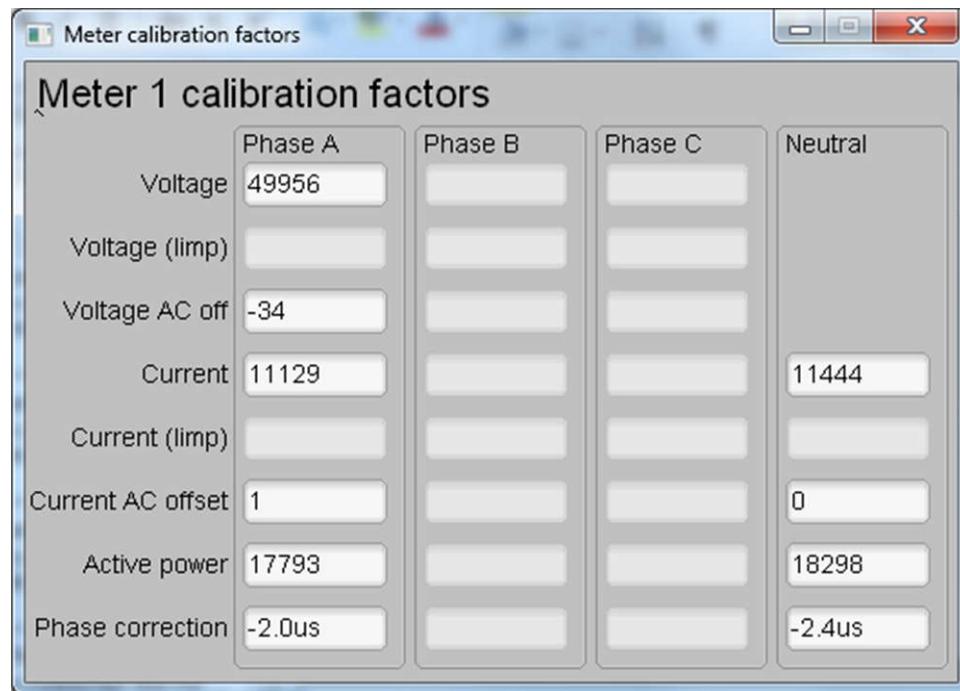


图 2-35. 校准因数窗口

点击 图 2-32 中的 *Meter features* 按钮，进入 图 2-36 所示窗口以查看系统配置。

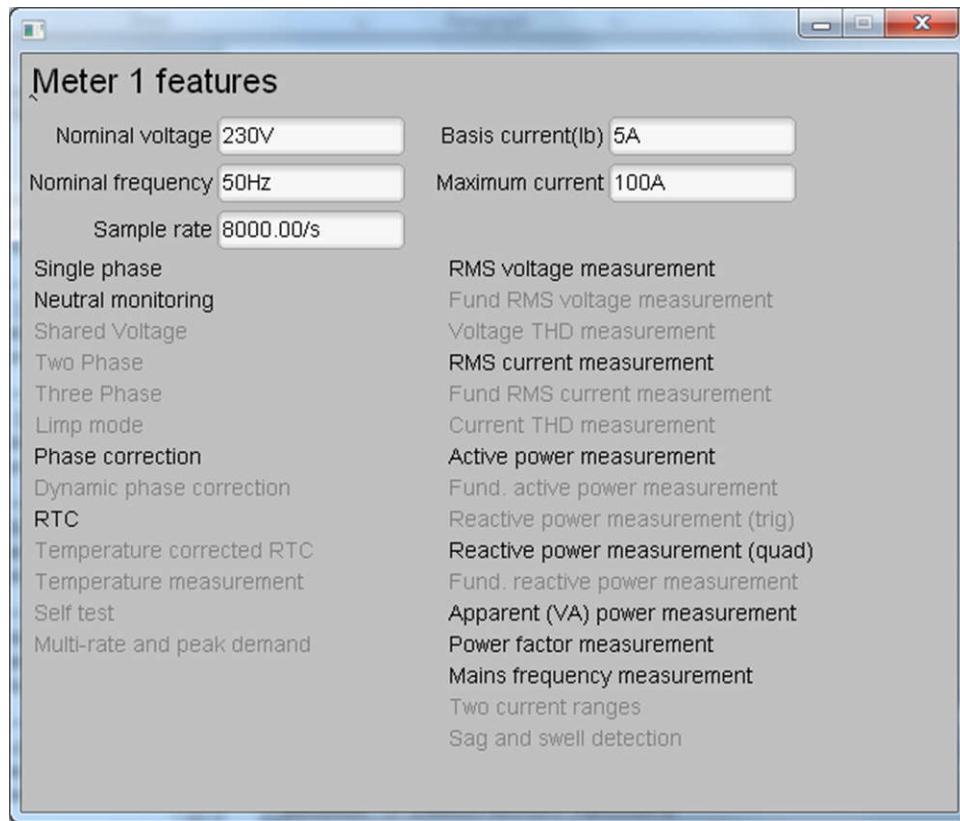


图 2-36. 仪表功能窗口

## 2.4.2.2 测试结果

### 2.4.2.2.1 SVS 和 TPS7A78 功能测试结果

表 2-4. SVS 测试结果

条件	已测得的电压 (V)	数据表中的典型电压值 (V)
负电压阈值 , VIT -	2.00V	2.00 ±1% V
正电压阈值 , VIT+ = VIT - + VHYS	2.11V	2.10V
迟滞电压 , VHYS = VIT+ - VIT -	2.11 - 2.00 = 0.11 V	2.1 - 2.0 = 0.10 V

VIT- 和 VHYS 的测量值与数据表中的预期值非常匹配。

表 2-5. TPS7A78 输出电压与输入交流电压间的关系

输入交流电压 (VRMS)	TPS7A78 输出电压
75	3.278V
100	3.278V
110	3.278V
120	3.278V
150	3.277V
180	3.277V
210	3.277V
220	3.277V
230	3.277V
240	3.277V
250	3.277V
260	3.277V
270	3.277V

表 2-6. TPS7A78 输出电压与负载电流之间的关系

负载电流	TPS7A78 输出电压
16mA ( 正常运行 )	3.277V
50mA	3.275V

TPS7A78 电压在交流输入电压和负载电流下的变化不会太大。

表 2-7. DVCC 通过二极管连接到 TPS7A78 时的电压 ( 跳线位于 J3 上的 “DIODE” 和 “DVCC” 之间时 )

条件	电压
TPS7A78 输出电压	3.277V
DVCC 电压	2.948V
二极管的压降	0.329V

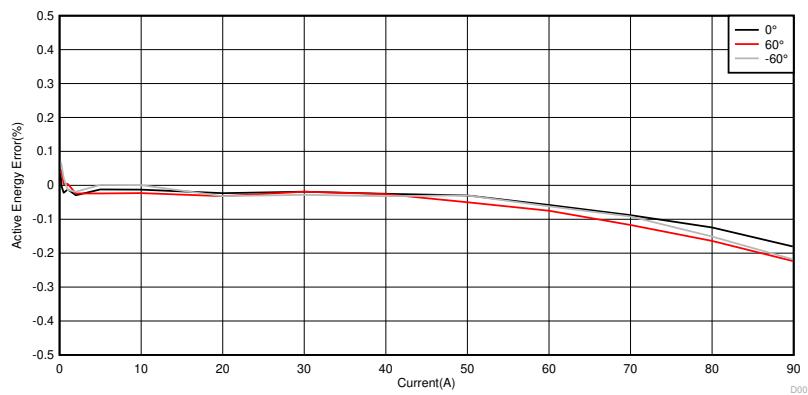
通过二极管将 TPS7A78 连接到 DVCC 而产生的压降为 0.33V。对于更大的 DVCC 输出电压，本设计中使用的 TPS7A78 3.3V 型号可以替换为 TPS7A78 的 3.6V 型号。

### 2.4.2.2.2 电表计量精度结果

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。

**表 2-8. 200 $\mu\Omega$  分流器下，  
有功电能百分比误差随电流变化**

电流 (A)	0°	60°	-60°
0.05	0.0625	0.137	0.034
0.10	0.036	0.048	0.072
0.25	-0.0027	0.041	0.058
0.50	-0.022	0.004	0.022
1.00	-0.0123	0.004	-0.014
2.00	-0.0293	-0.024	-0.019
5.00	-0.0123	-0.024	0.001
10.00	-0.0127	-0.023	0.0003
20.00	-0.0233	-0.032	-0.032
30.00	-0.019	-0.019	-0.028
40.00	-0.025	-0.026	-0.032
50.00	-0.03	-0.05	-0.03
60.00	-0.058	-0.075	-0.062
70.00	-0.088	-0.117	-0.092
80.00	-0.1243	-0.164	-0.151
90.00	-0.181	-0.224	-0.219



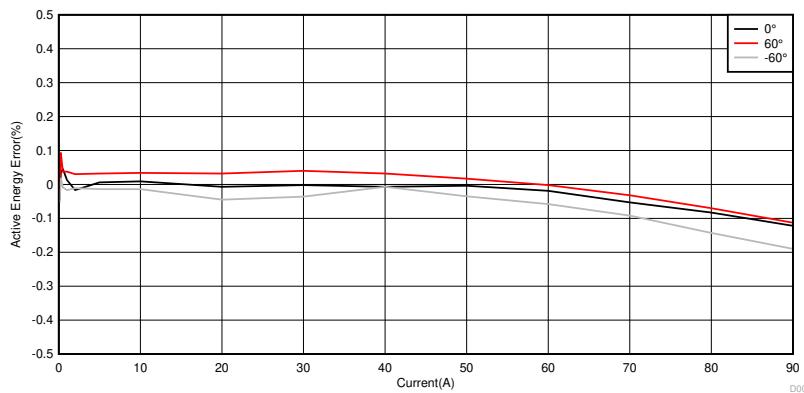
**图 2-37. 有功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$  分流电阻**

**表 2-9. 100 $\mu\Omega$  分流器下，  
有功电能百分比误差随电流变化**

电流 (A)	0°	60°	-60°
0.05	0.147	0.216	0.209
0.10	-0.042	-0.052	-0.058
0.25	0.035	0.093	0.0175
0.50	0.0453	0.037	-0.009
1.00	0.013	0.0377	-0.017
2.00	-0.0167	0.0303	-0.011
5.00	0.006	0.032	-0.014
10.00	0.009	0.034	-0.014
20.00	-0.007	0.032	-0.045
30.00	-0.002	0.04	-0.036

**表 2-9. 100 $\mu\Omega$  分流器下，  
有功电能百分比误差随电流变化 (续)**

电流 (A)	0°	60°	-60°
40.00	-0.007	0.032	-0.007
50.00	-0.004	0.017	-0.035
60.00	-0.019	-0.002	-0.058
70.00	-0.053	-0.032	-0.092
80.00	-0.083	-0.07	-0.143
90.00	-0.122	-0.113	-0.19



**图 2-38. 有功电能百分比误差与电流间的关系，100 $\mu\Omega$  分流电阻**

**表 2-10. CT 通道有功电能百分比误差随电流变化**

电流 (A)	0°	60°	-60°
0.05	0.01	-0.004	-0.011
0.10	0.007	0.019	0.005
0.25	-0.004	0.017	-0.021
0.50	0.006	0.024	-0.017
1.00	0.009	0.027	-0.009
2.00	-0.011	0.019	-0.041
5.00	0.006	0.006	0.001
10.00	0.0015	-0.004	0.004
20.00	-0.015	-0.019	0.006
30.00	-0.011	-0.045	0.023
40.00	-0.013	-0.07	0.038
50.00	-0.004	-0.081	0.083
60.00	-0.005	-0.092	0.087
70.00	-0.001	-0.0997	0.109
80.00	0.013	-0.106	0.115
90.00	0	-0.102	0.134
100.00	0.018	-0.111	0.147

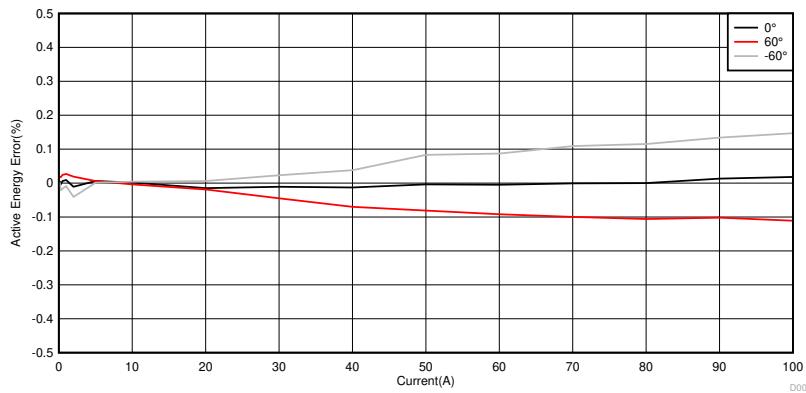
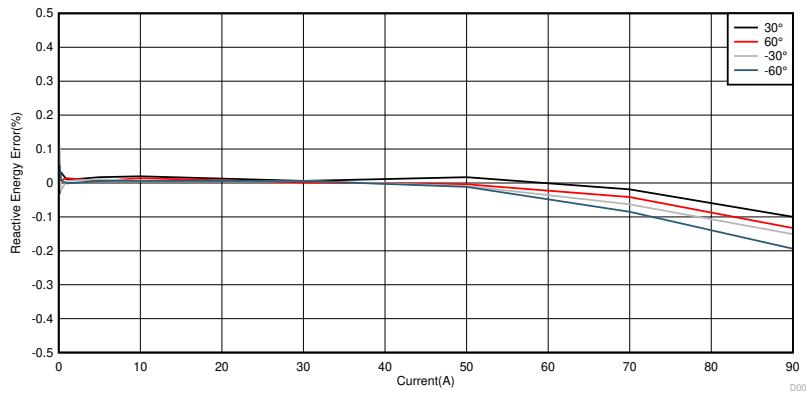


图 2-39. CT 通道有功电能百分比误差随电流变化

**表 2-11. 200 $\mu\Omega$  分流器下，  
无功电能百分比误差随电流变化**

电流 (A)	30°	60°	-30°	-60°
0.10	-0.035	0.001	0.118	0.056
0.25	0.032	0.008	-0.022	0.008
1.00	0.009	0.014	0.006	-0.0013
5.00	0.017	0.006	0.011	0.006
10.00	0.0195	0.014	0.006	0.006
30.00	0.006	0.0017	0.006	0.006
50.00	0.017	-0.004	-0.009	-0.0115
70.00	-0.019	-0.0415	-0.063	-0.085
90.00	-0.1	-0.133	-0.151	-0.194

图 2-40. 无功电能百分比误差与电流间的关系，200 $\mu\Omega$  分流电阻

**表 2-12. 200 $\mu\Omega$  分流器下有功电能测量误差随电压变  
化，75 至 270V**

电压 (V)	百分比误差
75	-0.119
100	-0.101
110	-0.093
120	-0.091
150	-0.068
180	-0.0435
210	-0.0233
220	-0.014

表 2-12. 200 $\mu\Omega$  分流器下有功电能测量误差随电压变化 , 75 至 270V (续)

电压 (V)	百分比误差
230	0.003
240	0.0053
250	0.006
260	0.017
270	0.02

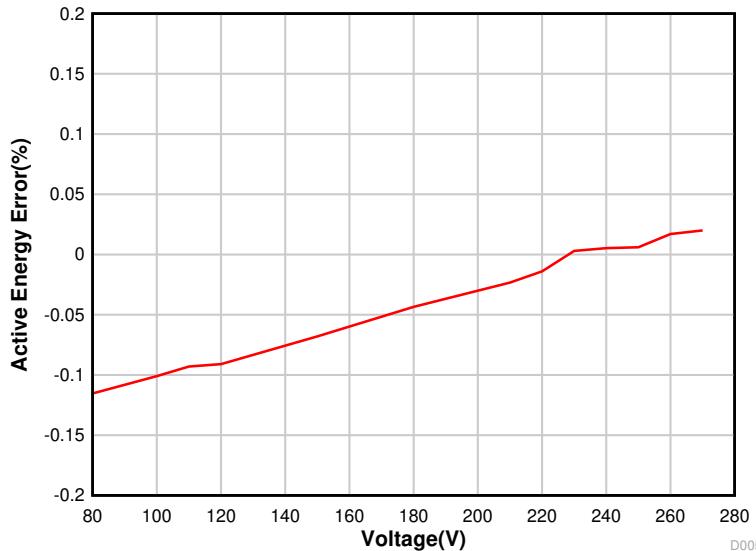


图 2-41. 200 $\mu\Omega$  分流器下有功电能测量误差随电压变化 , 75 至 270V

表 2-13. 累计有功电能测量误差随电压变化 , 额定电压  $\pm 10\%$

电压 (V)	0° , 10A	60° , 10A	300° , 10A	0° , 0.5A	60° , 0.5A	300° , 0.5A
207	-0.028	-0.045	-0.012	-0.0073	0.017	0.027
230	-0.01	-0.022	0.004	-0.004	-0.007	-0.012
253	0.006	-0.004	0.011	0.011	-0.009	0.011

表 2-14. 累计有功电能测量误差随频率变化 ,  
标称频率  $\pm 2\text{Hz}$  , 200 $\mu\Omega$  分流器

条件	48Hz	50Hz	52Hz
0.5A , 0	0.009	0.001	0.006
0.5A , 60	0.001	-0.012	-0.017
0.5A , 300	0.034	0.045	0.014
10A , 0	-0.007	-0.011	-0.009
10A , 60	-0.022	-0.0245	-0.027
10A , 300	0.006	0.004	-0.001

#### 2.4.2.2.3 电流检测模式结果

表 2-15. 电流检测的电流消耗与启用通道数量之间的关系

启用通道数量	电流检测模式的电流	$t_{CD\_mode\_period} = 10$ 时的平均电流估算值	$t_{CD\_mode\_period} = 64$ 时的平均电流估算值
2 ( 通道 1 和 2 )	626.822 $\mu\text{A}$	7.421 $\mu\text{A}$	2.385 $\mu\text{A}$
2 ( 通道 0 和 1 )	565.645 $\mu\text{A}$	6.837 $\mu\text{A}$	2.293 $\mu\text{A}$
1 ( 通道 2 )	386.59 $\mu\text{A}$	5.128 $\mu\text{A}$	2.026 $\mu\text{A}$

**表 2-15. 电流检测的电流消耗与启用通道数量之间的关系 ( 续 )**

启用通道数量	电流检测模式的电流	$t_{CD\_mode\_period} = 10$ 时的平均电流估算值	$t_{CD\_mode\_period} = 64$ 时的平均电流估算值
1 ( 通道 1 )	397.716μA	5.234μA	2.043μA
1 ( 通道 0 )	391.505μA	5.175μA	2.034μA

启用通道 0 和 1 时，电流消耗小于启用通道 1 和 2 时的电流消耗，因为仅启用通道 0 和 1 时允许关闭通道 2 和 3 之间的共享电路。此外，如果仅在一个通道上执行电流检测，而不是本设计中使用的两个通道，则可以降低平均电流消耗。

**表 2-16. 每 10 秒进入一次电流检测模式时的平均电流消耗**

待机模式	电流消耗	持续时间估算
3 块电路板上待机模式试验的平均值	1.452μA	9904.548ms
3 块电路板上电流检测模式试验的平均值	636.155μA	95.453ms
总平均电流消耗	7.510μA	10000ms

表 2-17. 每 64 秒进入一次电流检测模式时的平均电流消耗

待机模式	电流消耗	持续时间估算
3 块电路板上待机模式试验的平均值	1.452µA	63904.548ms
3 块电路板上电流检测模式试验的平均值	636.155µA	95.453ms
总平均电流消耗	2.399µA	64000ms

在其中一个电路板上进行测试时，发现分流器和 CT 通道的最小触发电流为 0.6A 和 1.2A。

## 3 设计文件

### 3.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010036](#) 中的设计文件。

### 3.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010036](#) 中的设计文件。

### 3.3 PCB 布局建议

就此设计而言，必须遵循以下通用指南：

- 将去耦电容放置在靠近其相关引脚的位置。
- 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 ADS131M04 器件附近的切口。在该设计中，顶层和底层都还有一个接地平面；这种情况下，请通过充分使用过孔来确保平面之间良好连通。
- 保持通往 ADC 通道输入端的两条布线对称，并且彼此尽可能靠近。
- 对于 ADS131M04 器件，应将  $0.1 \mu F$  电容器放置在比  $1 \mu F$  电容器更靠近 AVDD 引脚的位置。对于连接到 DVDD 的  $0.1 \mu F$  电容器和  $1 \mu F$  电容器，同样如此。
- 请注意，从一个转换器通道到另一个转换器通道，ADS131M04 上的 AINxP 和 AINxN 引脚顺序会切换。在本设计中，通过调整连接到电压端子和电流端子的导线顺序来应对这种接线顺序颠倒的情况。
- 尽量缩短用于将晶体连接到 MCU 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 和 RS-485 使用不同的接地层。这另一个接地层为 RS-232 和 RS-485 的地电位，而不是电路板中其他位置使用的 GND。
- 确保本设计中的 ISO7731B 和 ISO7720 隔离器件满足推荐的间隙和爬电间距。

#### 3.3.1 布局图

要下载板层图，请参阅 [TIDA-010036](#) 中的设计文件。

### 3.4 Altium 工程

要下载 Altium Designer® 工程文件，请参阅 [TIDA-010036](#) 中的设计文件。

### 3.5 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010036](#) 的设计文件。

### 3.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-010036](#) 中的设计文件。

## 4 相关文档

1. 德州仪器 (TI) , [ADS131M04 4 通道、同步采样、24 位 Δ-Σ ADC 数据表](#)
2. 德州仪器 (TI) , [TPS7A78 120mA 智能交流/直流线性稳压器数据表](#)
3. 德州仪器 (TI) , [MSP432P411x、MSP432P401x SimpleLink™ 混合信号微控制器数据表](#)
4. 德州仪器 (TI) , [TPS3840 具有 MR 和可编程延迟功能的毫微功耗，高输入电压监控器](#)
5. 德州仪器 (TI) , [THVD1500 具有 ±8kV IEC ESD 保护功能的 500kbps RS-485 收发器](#)
6. 德州仪器 (TI) , [ISO773x 高速、基础绝缘三通道数字隔离器](#)
7. 德州仪器 (TI) , [TRS3232E 具有 ±15kV IEC ESD 保护功能的 3V 至 5.5V 多通道 RS-232 兼容线路驱动器和接收器数据表](#)

### 4.1 商标

TI E2E™, MSP432™, and SimpleLink™ are trademarks of Texas Instruments.

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

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

蓝牙® is a registered trademark of Bluetooth SIG.

Altium Designer® is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 5 作者简介

**MEKRE MEGANAW** 是德州仪器 (TI) 电网基础设施集团的系统工程师，主要从事能量测量和电力计参考设计开发。Mekre 在佐治亚理工学院获得计算机工程理学学士学位和理学硕士学位。

## 6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (April 2019) to Revision A (February 2021)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 添加了 ADC 电能计量库 的链接。 .....	1

## 重要通知和免责声明

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出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#))、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025 , 德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期 : 2025 年 10 月