

## Design Guide: TIDA-010960

# 絶縁型 ADC を使用する単相シャント電力メーターのリファレンスデザイン



### 概要

このリファレンス デザインは、スタンドアロンの絶縁型マルチチャンネル A/D コンバータ (ADC) を使用してシャント電流センサをサンプリングする、単相エネルギー メーターを実装します。このリファレンス デザインは、入力範囲全体 (50mA ~ 15A) にわたって 4kHz のサンプリング レートで 0.5% の精度を達成しており、TI の Arm® Cortex®-M0+ ホスト マイコンを使用して計測パラメータを計算します。必要なソフトウェア機能は **MSPM0-SDK** 内に実装済みであり、TI の Code Composer Studio™ を使用してコンパイルできます。

### リソース


<a href="#">TIDA-010960</a>	デザインフォルダ
<a href="#">AMC130M02</a>	プロダクトフォルダ
<a href="#">MSPM0G1106</a>	プロダクトフォルダ
<a href="#">LMK6C, TLV761</a>	プロダクトフォルダ
<a href="#">エネルギー測定ライブラリ</a>	ソフトウェア

### 特長

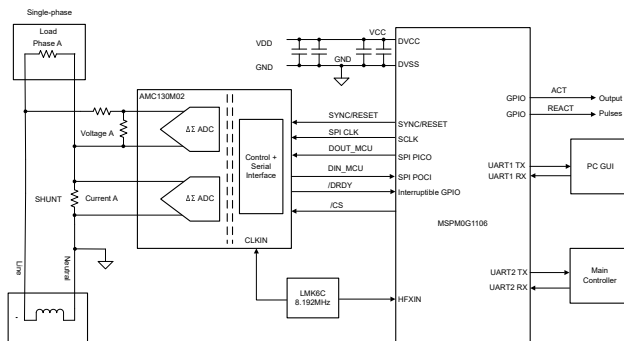
- 入力範囲 (50mA ~ 15A) 全体にわたって 4kHz のサンプリング レートで単相 0.5% の精度を達成
- 有効/無効電力量および電力、RMS ライン電流、RMS 中性電流、RMS 電圧、力率、ライン周波数などのパラメータを計算
- Microsoft® Windows® PC の GUI に結果を表示する、リファレンス テスト システムに対するパルス出力を備えたエネルギー測定ソフトウェア
- 計測マイコンと ADC を組み合わせ、さまざまな性能ポイントに対応できるフレキシビリティ

### アプリケーション

- 電気メータ
- 主な家電製品
- 小型家電製品
- ヒートポンプ
- 照明器具



テキサス・インスツルメンツの E2E™ サポート エキスパートにお問い合わせください。



## 1 システムの説明

TIDA-010960 リファレンス デザインは、[セクション 1.1](#)～[セクション 1.3](#) で説明する特性を備えています。

### 1.1 主なシステム仕様

特長	説明
相数	1 相 (電流はシャント経由で測定)、分圧抵抗経由で単一電圧
精度クラス	0.5% 未満
ダイナミックレンジ	50mA～15A
電流センサ	SHUNT
テストした電流範囲	50mA～15A
テストした電圧範囲	100V～240V
AMC130M02 の CLKIN 周波数	8192000Hz (LMK6C から)
オーバーサンプリングレート (OSR)	1024
デジタル フィルタ出力のサンプルレート	毎秒 4000 サンプル (デフォルト) (レジスタ設定により調整可能)
位相補償の実装	ソフトウェア
選択した中央演算装置 (CPU) のクロック周波数	79.87MHz
システムの公称周波数	50 Hz または 60 Hz
測定されたパラメータ	<ul style="list-style-type: none"> <li>有効、無効、皮相電力およびエネルギー</li> <li>RMS (実効値) 電流および電圧</li> <li>力率</li> <li>ライン周波数</li> </ul>
測定パラメータの更新レート	約 1 秒に相当
通信オプション	PC グラフィカル ユーザー インターフェイス (GUI) とユニバーサル非同期レシーバ/トランスミッタ (UART)
発光ダイオード (LED) を使用	2 つの LED: 有効エネルギーおよび無効エネルギー
基板の電源	3.3V～16V

### 1.2 最終製品

産業界が排出量実質ゼロのクリーンな電力システムに移行する中、政府はスマートで柔軟な電力システムの構築に向けた重要な一歩を踏み出し、消費者がスマートテクノロジーを活用して電気を使用するタイミングをずらすことによって恩恵を受けられるようにしています。この決定により、消費者は自宅や中小企業でより広範なサービスやデバイスを使用して電力消費量を管理し、電気料金を削減できるようになります。たとえば、HVAC システムのヒートポンプは、電気が最も安いときに使用または加熱できます。ここでは、電気メーターを使用して以下の利点を実現できます。

- 電気検知を使用して最終製品の電力消費量を計算し、そのデータを消費者に提示。これにより、消費者は最終製品の基本電力情報を把握できます。
- リアルタイムクロック (RTC) 機能を備えた電気メーター: 電気が最も安いときに最終製品を自動的に加熱または充電
- 電気メーターは、最終製品が正常に動作しているかどうかを消費者に知らせる電力モニタでもある

### 1.3 電気メーター

電気メーターの要件 (マルチフェーズ、単相、精度、絶縁型、非絶縁型など) は最終製品によって異なります。このリファレンス デザインは、絶縁型 ADC AMC130M02 を使用する絶縁型単相設計向けに開発されたもので、電力とデータ絶縁を統合しており、以下の利点があります。

- 最も厳しい精度の要件を満たす
- 特定用途向け製品や計測用システム オン チップ (SoC) では実現できない場合がある最小サンプル レート要件を (精度を犠牲にすることなく) 満たす
- 以下のようなアプリケーションの要件に基づいてホスト MCU を柔軟に選択できる
  - 100 万命令/秒 (MIPS) の処理能力
  - 最小限のランダム アクセス メモリ (RAM) およびフラッシュ領域
  - 通信モジュール数:
    - シリアル ペリフェラル インターフェイス (SPI)
    - UART (Universal Asynchronous Receiver - Transmitter)
    - I2C (Inter-Integrated Circuit)
    - リアルタイム クロック (RTC)
    - 連続転位導体 (CRC) モジュール

TIDA-010960 は、スタンドアロン絶縁型 AMC130M02 ADC とコスト効果の高い MSPM0G1106 MCU に 2 つのチャンネルを使用する、高精度単相シャント電気メーターのリファレンス デザインです。一方のチャンネルはシャント抵抗電流検出用で、もう一方のチャンネルは電圧検出用です。

TIDA-010960 ファームウェアは、中性線を含む単相のエネルギー測定を行う場合の、各種計測パラメータの計算を特にサポートしています。これらのパラメータは、キャリブレーション GUI、または基準計測テスト システムに接続された ACT および REACT パルス出力から確認できます。

- パルス生成出力からの位相の有効エネルギー (kWh)、無効エネルギー (kvarh)、皮相エネルギー (kVAh)
- 位相の有効電力 (kW)、無効電力 (kvar)、皮相電力 (kVA)
- 位相の電圧と電流の RMS (2 乗平均平方根、実効値)
- 力率
- ライン周波数

## 2 システム概要

### 2.1 ブロック図

図 2-1 は、電圧検出の場合には、商用電源電圧が AMC130M02 デバイスの通常の入力範囲に従って分圧されるように電圧チャンネル用の分圧抵抗が選択されることを示しています。AMC130M02 ADC はダイナミックレンジが広く、電圧の測定にそれほど広いダイナミックレンジは必要ないため、電圧チャンネル ADC の入力で見られる最大電圧がフルスケール電圧のごく一部になるよう、電圧フロントエンド回路が意図的に選択されています。AMC130M02 電圧 ADC に供給される電圧を減らすことで、電圧から電流へのクロストークを低減していますが、このクロストークは電圧 ADC の精度よりも計測精度に影響を及ぼすため、電圧精度が犠牲になります。電流検出の場合には、エネルギー測定に必要な電流範囲とシャントの最大消費電力の最小化に基づいてシャント電流センサの抵抗が選択されます。

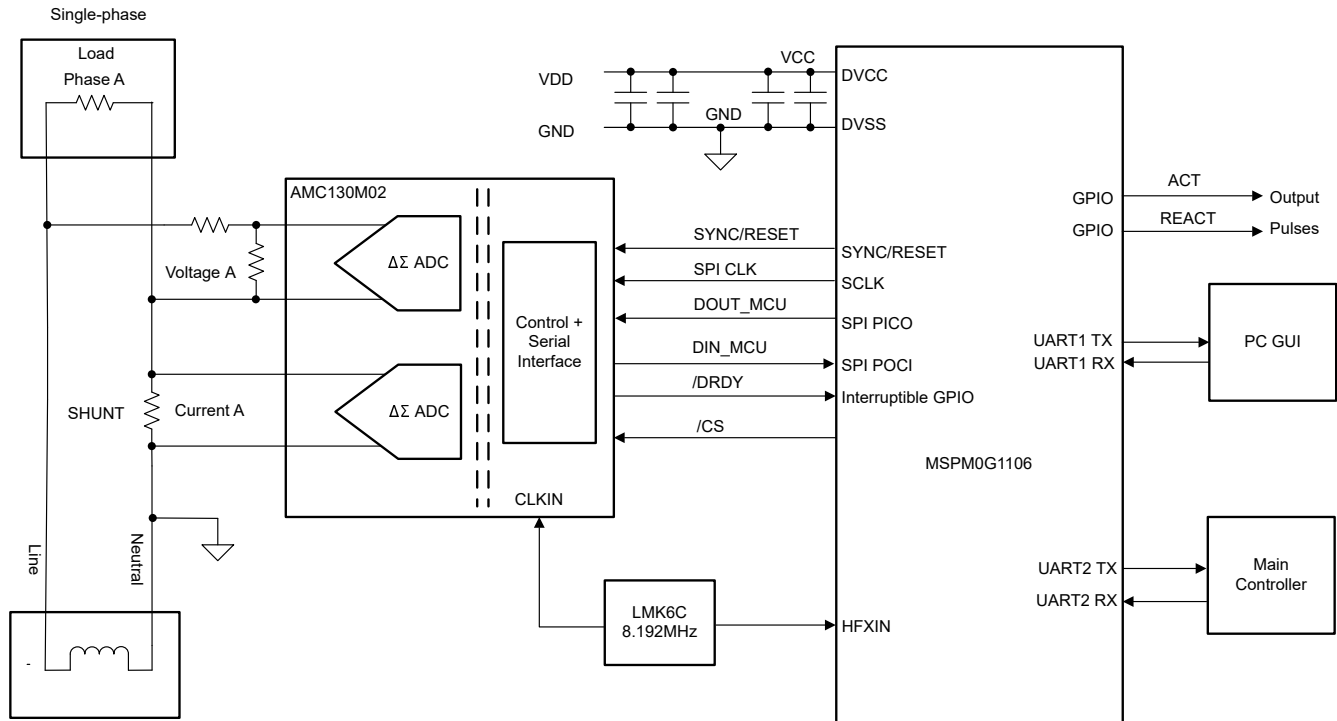


図 2-1. TIDA-010960 のブロック図

このデザインでは、AMC130M02 デバイスは、次の方法で MSPM0 MCU と通信します。

1. MSPM0 と AMC130M02 のクロックは、LMK6C 発振器から供給されます。
2. 新しい ADC サンプルの準備ができた時点で、AMC130M02 デバイスは DRDY ピンをアサートし、新しいサンプルが使用可能であることを MSPM0+ MCU に通知します。
3. 新しいサンプルの通知を受信した後で、MSPM0+ MCU は SPI の 1 つと DMA を使用して、AMC130M02 デバイスから電圧と電流のサンプルを取得します。
4. さらに MCU は、J12 の UART 接続を使用して PC GUI との通信も行います。
5. MCU からの ACT および REACT 出力信号は、精度測定とキャリブレーションに使用される、有効および無効エネルギーパルスを表します。どちらも、基準メーターに対して電気メーターを較正するために必要不可欠な信号です。

## 2.2 設計上の考慮事項

### 2.2.1 電圧測定 – アナログ フロント エンド

世界の多くの地域では、商用電源の公称電圧は 100V～240V なので、ADC で検出するには電圧をスケールダウンする必要があります。この電圧スケーリング用のアナログ フロント エンドを、[図 2-2](#) に示します。

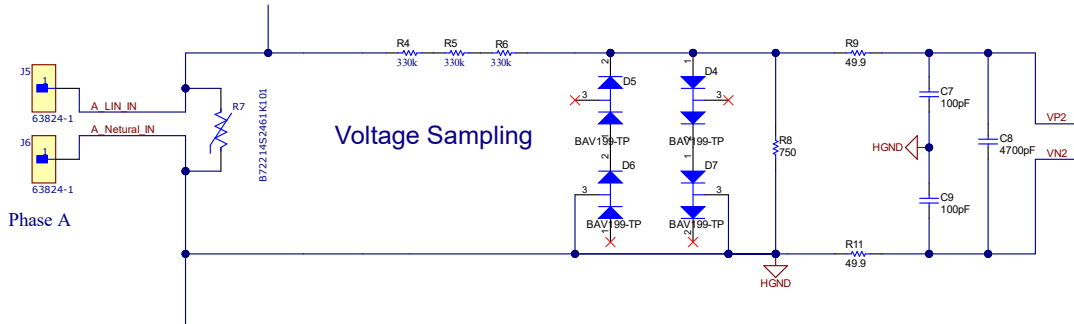


図 2-2. 電圧入力用のアナログ フロント エンド

電圧入力のアナログ フロント エンドは、分圧回路 (R4、R5、R6、R8) と、RC ローパスフィルタ (R9、R11、C7、C9) および C8 を備えています。

オフセットキャリブレーションを行わない場合、電圧から電流へのクロストークは、電流が小さいときには、電圧精度よりも有効エネルギーの精度にはるかに大きな影響を及ぼします。電流が小さいときの精度を最大限に高めるため、このデザインでは電圧チャンネルに ADC 範囲全体を使用していません。このデザインでは、電圧チャンネルの ADC 範囲の一部のみを使用していますが、電圧を測定するのに十分な精度を維持しています。特定の商用電源電圧と、選択した分圧抵抗の値について、電圧 ADC チャンネルに供給される差動電圧の範囲を計算する方法を、[式 1](#) に示します。

$$V_{\text{ADC Swing, Voltage}} = \pm V_{\text{RMS}} \times \sqrt{2} \left( \frac{R_8}{R_4 + R_5 + R_6 + R_8} \right) \quad (1)$$

この式と[図 2-2](#) で選択された抵抗値に基づき、230V の商用電源電圧を使用する場合、電圧 ADC への入力信号の電圧スイングは  $\pm 246\text{mV}$  ( $174\text{mV}_{\text{RMS}}$ ) です。 $\pm 246\text{mV}$  の電圧範囲はどちらも、AMC130M02 で検出可能な  $-1.3\text{V} \sim +2.7\text{V}$  の範囲内にあります。

### 2.2.2 電流測定のアナログ フロント エンド

[図 2-3](#) に、電流入力アナログ フロント エンドと電圧アナログ フロント エンドの違いを示します

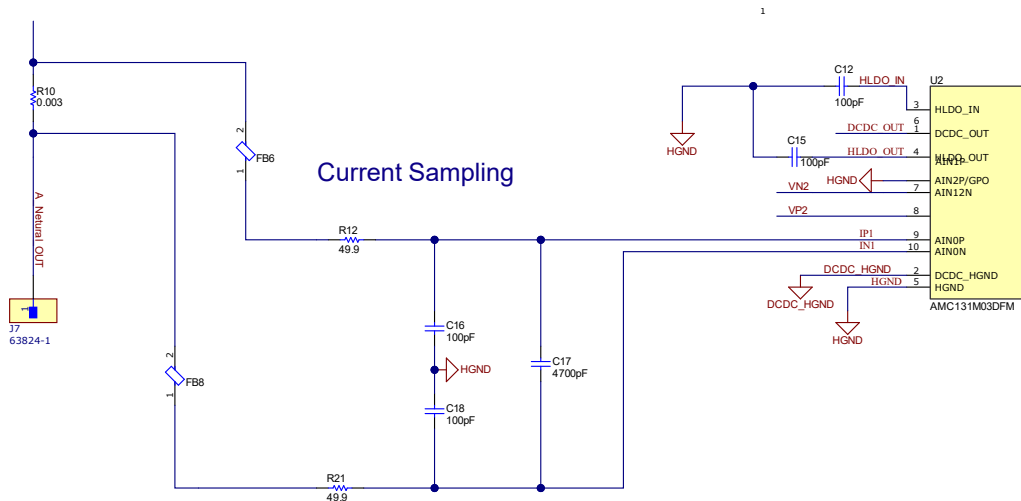


図 2-3. 電流入力のアナログ フロント エンド

電流のアナログフロントエンドは、電磁干渉フィルタ ビーズのフットプリント (FB6 と FB8) と RC ローパスフィルタ (R12、R21、C16、C18) で構成されます。

与えられた最大電流、シャント抵抗値について、電流 ADC チャンネルに供給される差動電圧の範囲を計算する方法を式 2 に示します。

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

シャントの値として 3mΩ を使用した場合、メータの電流定格 (15A) が適用されたとき、電流 ADC への入力信号の電圧振幅は ±63.6mV、63.6mV になります。ゲイン = 16 を使用した場合、この比較的低い電圧は、必要なフルスケールレンジである ±75mV の範囲内に十分収まります。『AMC130M02 2 チャンネル、64kSPS、同時サンプリング、16 ビット、強化絶縁デルタシグマ ADC、DC/DC コンバータ内蔵』データシートのフルスケールレンジ表も参照してください。

表 2-1. フルスケールレンジ

ゲイン設定	FSR
1	±1.2V
2	±600mV
4	±300mV
8	±150mV
16	±75mV
32	±37.5mV
64	±18.75mV
128	±9.375mV

### 2.2.3 入力電圧

図 2-4 に、メインコントローラからの広い入力電源レールに対応する入力電源を示します。このデザインでは、リニア電圧レギュレータの TLV76133 を使用します。このレギュレータは 2.5V~16V の入力電圧をサポートし、MSPM0 と AMC130M02 に安定した 3.3V 出力を供給します。

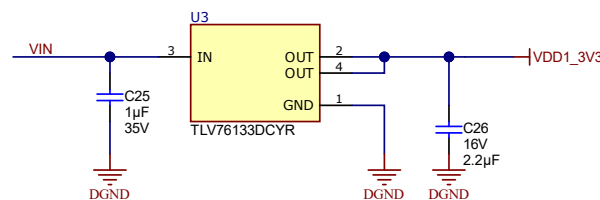


図 2-4. 入力電源

### 2.2.4 クロック

このデザインでは、超低ジッタ固定周波数 (8.192MHz) 発振器の LMK6CE008192CDLFR を使用します。この発振器は、AMC130M02 と MSPM0 の両方にクロックを供給します。ジャンパ J11 を使用して LMK6C 出力を AMC130M02 に接続しているため、水晶振動子や MCU から他のクロックに柔軟に接続できます。

## 2.3 主な使用製品

### 2.3.1 AMC130M02

AMC130M02 は、高精度、2 チャンネル、データ / 電力絶縁型、同時サンプリング、16 ビット、デルタシグマ (ΔΣ) A/D コンバータ (ADC) です。AMC130M02 は、エネルギーメータおよび電力計測アプリケーション用に設計された、ダイナミックレンジが広く、低消費電力で、エネルギー測定固有の機能を備えています。デバイスの入力インピーダンスが高いため、ADC 入力を抵抗分圧器ネットワークまたはシャント電流センサに直接接続できます。

AMC130M02 は、デバイスのローサイドから単一電源で動作できる完全統合型絶縁 DC/DC コンバータを備えています。強化容量性絶縁バリアは、VDE 0884-17 および UL1577 に準拠しています。この絶縁バリアは、異なる同相電圧レ



ベルで動作するシステムの部品を分離し、低電圧部品を損傷から保護するため、AMC130M02 はシャント電流センサを使用する多相エネルギーメーターアプリケーションに最適です。

内蔵された負のチャージポンプにより、HGND を下回る 1.3V という低い絶対入力電圧が可能になります。これにより、シングルエンド電源でグラウンド近くで変化する入力信号を測定できます。このデバイスには、最大 128 のゲインを備えたプログラマブルゲインアンプ (PGA) が搭載されています。ゲインが 4 を超えると内蔵の入力プリチャージバッファがイネーブルになり、高い PGA ゲイン設定で高い入力インピーダンスが得られます。ADC は、内蔵の 1.2V リファレンスからリファレンス電圧を受け取ります。このデバイスでは、リファレンスと同じ大きさの差動入力電圧が許容されます。2 つの電力スケールリングモードにより、設計者は消費電力と ADC ダイナミックレンジの適切なバランスを確保できます。AMC130M02 の各 ADC チャンネルには、 $\Delta\Sigma$  変調器の出力を復調するデジタルデシメーションフィルタが搭載されています。このフィルタにより、高分解能モードでチャンネルあたり 64kSPS という高いデータレートが実現されます。チャンネル間でサンプルの相対位相を設定できるため、センサ位相応答の正確な補償が可能になります。オフセットおよびゲインキャリブレーションレジスタは、測定されたオフセットおよびゲイン誤差に応じて出力サンプルを自動的に調整するようプログラムできます。図 2-5 に、AMC130M02 の詳細な図を示します。

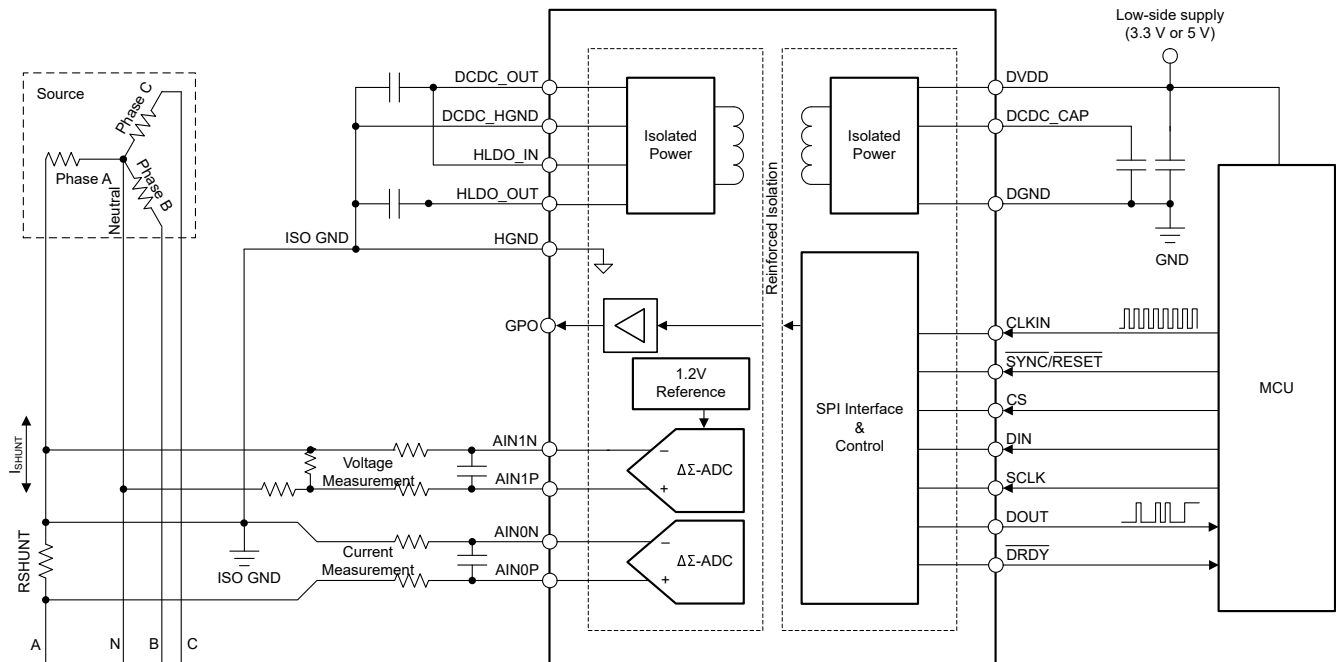


図 2-5. AMC130M02 の機能ブロック図

### 2.3.2 MSPM0G1106

MSPM0G110x マイクロコントローラ (MCU) は、最大 80MHz の周波数で動作する、拡張された Arm® Cortex®-M0+ 32 ビットコアプラットフォームをベースとする、MSP 高集積超低消費電力 32 ビット MCU ファミリの製品です。これらのコスト最適化済みのマイコンは、高性能アナログペリフェラルを統合しています。

このデザインの MSPM0+ MCU は、ADC デバイスから電圧および電流のサンプルを取得し、計測パラメータを計算します。さらに、このデバイスは RTC モジュールを使用して時間の経過を管理し、UART インターフェイスの 1 つを使って PC の GUI と通信します。MSPM0+ MCU の CRC16 ハードウェアモジュールは、ADC から送信される ADC サンプルングデータの整合性を検証するために必要な CRC 計算の高速化に使用されます。MSPM0G1106 は、拡張温度範囲の -40°C ~ 105°C、1.62V ~ 3.6V の広い電源電圧範囲で動作し、エラー訂正コード (ECC) を内蔵した 64KB のフラッシュメモリと、ハードウェアパリティ付き ECC 保護の 32KB SRAM を内蔵しています。

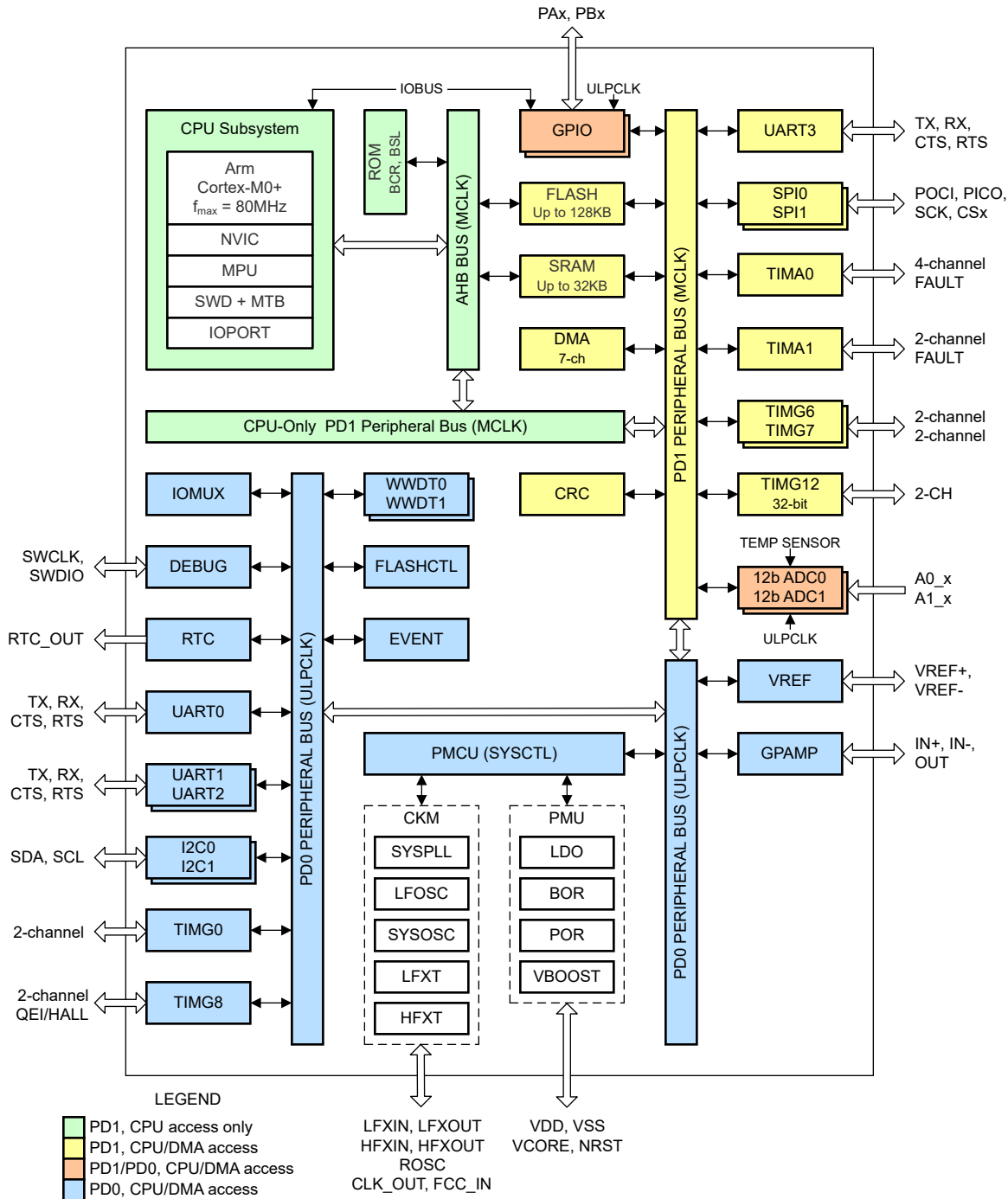


図 2-6. MSPM0G110x の機能ブロック図

### 2.3.3 LMK6C

テキサス・インスツルメンツのバルク弾性波 (BAW) は、超低ジッタ クロック回路を使用して高精度 BAW 共振器をパッケージに直接統合できるマイクロ共振器テクノロジーです。BAW は、シリコン ベースのその他の製造プロセスと同様に TI の工場で全面的に設計および製造されています。

LMK6x デバイスは、共振器源として BAW を採用した超低ジッタ固定周波数発振器です。本デバイスは、特定の動作モードごとに、周波数、電圧、出力タイプ、機能ピンを含めて工場出荷時にプログラムされています。高性能フラクショナル分周器を備えた LMK6x は、規定された範囲内の任意の周波数を生成することが可能です。1 つのデバイス ファミリーで、あらゆる周波数のニーズに対応することが可能となります。



このデバイスの高性能クロック供給、機械的安定性、フレキシビリティ、小型パッケージの選択肢は、通信、データおよびエンタープライズ ネットワーク、産業用アプリケーションで使用される高速 SERDES のリファレンスおよびコア クロック向けに設計されています。

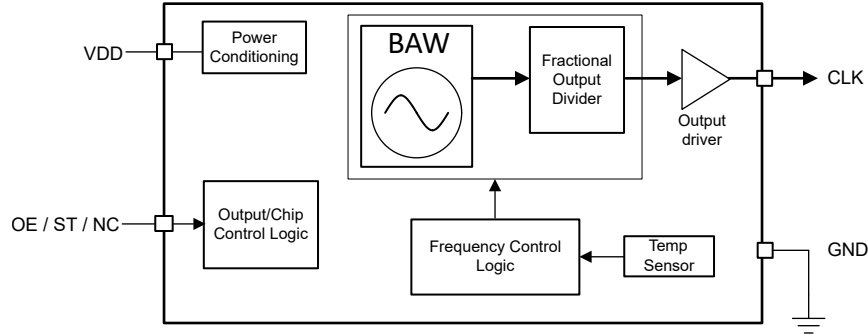


図 2-7. LMK6C の機能ブロック図

### 2.3.4 TLV76133

TLV761 は、より厳密な出力精度と、スタンバイ消費電力を低減させる小さい静止電流 ( $I_Q$ ) とによって、従来の x1117 レギュレータ (TLV1117 または LM1117) の機能を向上させるリニア電圧レギュレータです。TLV761 はその他の固定 SOT-223、TO-252 レギュレータとピン互換です。

TLV761 の入力電圧範囲は 2.5V~16V であり、0.8V~13V の出力電圧範囲を持っているため、幅広いアプリケーションに対応できます。TLV761 の広帯域の PSRR 特性 (標準値) は、1kHz で 60dB、1MHz で 40dB を超え、上流の DC/DC コンバータのスイッチング周波数を減衰して、レギュレータ後のフィルタ処理を最小化できます。

さらに、TLV761 は、起動時の突入電流を減らすために内部ソフトスタート機能を備えているため、入力容量を最小化することで設計のスペースとコストを節約できます。TLV761 は、過負荷電流フォルトまたは短絡発生時のデバイスの消費電力を制限するフォールドバック電流制限機能を備えています。

## 3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

### 3.1 ハードウェア要件

このリファレンス デザインでは、J1 (最大 16V) から電力を供給され、LDO (TLV76133) 経由で MCU および ADC 電源に最大 3.3V の電圧を出力できます。

MSPM0G1106 デバイスは、計測ライブラリを実行するための最小限のリソースを提供し、スタンドアロン ADC および PC GUI とのインターフェイスに必要なペリフェラルを搭載しています。

必要な MCU ペリフェラル モジュールを以下に示します。

- 外部発振器を使用した HF クロッキング サブシステム
- DMA 付き SPI (スタンドアロン ADC と MSPM0 MCU の間のデータ転送)
- DMA 付き UART (キャリブレーションおよび計測値の読み出しのための外部 PC GUI と MSPM0 MCU 間のデータ転送)
- GPIO (割り込み付き入力、または LED および ADC 制御のための出力)
- RTC (内部 LFOSC からの 32.768kHz に基づくカレンダー モード)

上記すべてのペリフェラルまたは MCU モジュールは、MSPM0-SDK ミドルウェア内の TIDA-010960.syscfg ファイルを使用して構成され、グラフィカルな SysConfig ツールを利用して GUI インターフェイス経由で直感的に MCU 構成を変更できます。

1. M0+ クロック供給方式では、外部の 8.192MHz 発振器からクロックを生成し、そこから PLL モジュールにクロックを供給し、特定の係数を乗算および除算して、79.87MHz の MCLK 周波数 (CPU のクロック速度) を生成します。
2. SPI バスは、DMA をサポートする 8MHz のデータレートで動作し、2 つのチャネル (1 つは送信用、もう 1 つは受信用) を使用します。
3. MSPM0G1106 は、8N1 で最大 115,200 ボーの非絶縁 UART モジュールを通じて PC の GUI と通信するように構成されています。UART ドライバは、最小の MCU 割り込み負荷で双方向転送をサポートします (2 つの DMA チャネルを使用し、1 つは送信用、もう 1 つは受信用)。
4. DRDY ラインは、MSPM0+ MCU の GPIO 入力に接続されており、立ち下がりエッジで割り込みがイネーブルになります。3 つの MCU GPIO 出力が必要です。ADC を同トリガする SYNC\_RESET ライン (すべての ADC で共有) と、ACT および REACT 出力です。これらのパルス出力は、有効エネルギーおよび無効エネルギー用であり、測定ミドルウェアによって計算され、外部のテスト システムで TIDA-010960 の精度を測定するために使用されます。この外部テスト システムがパルスを読み取ります。
5. RTC モジュールは、電気メーターの一般的な要件であるカレンダー モードをサポートしています。デバイスの補助クロック (RTCCLK) のクロック ソースには、M0+ MCU 内部の 32.768kHz LFOSC が使用されます。

### 3.2 ソフトウェア要件

このセクションでは、さまざまな計測パラメータ計算の実装方法を理解できるように、テスト ソフトウェアの機能について説明します。TIDA-010960 のテストに使用する計測ソフトウェアは、最新の MSPM0 SDK、バージョン 2.01.00.03 以降のミドルウェア サンプルとして提供されています。

このミドルウェアにはハードウェア抽象化レイヤが含まれており、スタンドアロン ADC と Arm Cortex-M0+ MCU との間で通信が可能になるほか、エネルギー測定用の計測計算ライブラリが含まれています。Microsoft Windows PC の GUI ソフトウェアを使用して、TIDA-010960 リファレンス デザインから取得した計測パラメータを表示します。このソフトウェアは、MSPM0-SDK に含まれています。C:\ti\mspm0\_sdk\_2\_01\_00\_03\tools\metrology\_gui の /tools ディレクトリをご覧ください。

TIDA-010960 ミドルウェア サンプル コードのリソース利用状況は、最適化設定を 2 にした場合、次のようになります。

- アプリケーション コード用の 33232 バイトのフラッシュ
- キャリブレーション データ用の 256 バイトのフラッシュ
- 9090 バイトの RAM メモリ

### 3.2.1 数式

このセクションでは、電圧、電流、電力、エネルギーの計算に使用する式について簡単に説明します。以前に説明したように、電圧と電流のサンプルはサンプリングレート **4kHz** で取得されます。約 **1 秒** のフレームにおいて取得されたすべてのサンプルが保存され、電圧と電流の **RMS** 値を取得するために使用されます。**RMS** 値は、次の数式で求められます。

$$V_{\text{RMS,ph}} = K_{v,\text{ph}} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample count}} V_{\text{ph}}(n) \times V_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}}} - V_{\text{offset,ph}} \quad (3)$$

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

ここで、

- $V_{\text{ph}}(n)$  = サンプル時  $n$  における電圧サンプル
- $V_{\text{offset,ph}}$  = 電圧コンバータからの加算性白色ガウス雑音の影響を差し引くために使用されるオフセット。
- $i_{\text{ph}}(n)$  = サンプル時  $n$  における各電流サンプル
- $i_{\text{offset,ph}}$  = 電流コンバータからの加算性白色ガウス雑音の影響を差し引くために使用されるオフセット。
- サンプル数 = 現在のフレーム内のサンプル数
- $K_{v,\text{ph}}$  = 電圧のスケーリング係数
- $K_{i,\text{ph}}$  = 電流のスケーリング係数

電力とエネルギーは、1 つのフレームの有効エネルギーと無効エネルギーのサンプルについて計算されます。これらのサンプルは位相補正され、フォアグラウンド プロセスに渡されます。フォアグラウンド プロセスは、サンプルの数 (サンプル数) を使用して、位相の有効電力と無効電力を次の数式で計算します。

$$P_{\text{ACT,ph}} = K_{\text{ACT,ph}} \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample count}} V_{\text{ph}}(n) \times I_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} - P_{\text{ACTOffset,ph}} \quad (5)$$

$$P_{\text{REACT,ph}} = K_{\text{REACT,ph}} \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample count}} V_{90,\text{ph}}(n) \times I_{\text{ph}}(n)}{\text{Sample Count}} - P_{\text{REACTOffset,ph}} \quad (6)$$

$$P_{\text{APP,ph}} = \sqrt{P_{\text{ACT,ph}}^2 + P_{\text{REACT,ph}}^2} \quad (7)$$

ここで、

- $V_{90}(n)$  =  $90^\circ$  シフトしたサンプル時  $n$  における電圧サンプル
- $K_{\text{ACT,ph}}$  = 有効電力のスケーリング係数
- $K_{\text{REACT,ph}}$  = 無効電力のスケーリング係数
- $P_{\text{ACT_offset,ph}}$  = 有効電力測定へのクロストークの影響を差し引くために使用されるオフセット
- $P_{\text{REACT_offset,ph}}$  = 無効電力測定へのクロストークの影響を差し引くために使用されるオフセット

#### 注

無効エネルギーの場合、次の 2 つの理由で  $90^\circ$  位相シフト アプローチを使用します。

1. このアプローチにより、非常に小さい電流に対する無効電力を正確に測定できる
2. このアプローチは、IEC および ANSI 規格で規定されている測定方法に準拠している

計算された商用電源周波数を使用して、 $90^\circ$ シフトされた電圧サンプルを計算します。商用電源の周波数は変動するので、電圧サンプルをそれに応じて位相シフトするために、最初に商用電源の周波数を正確に測定します。

正確な  $90^\circ$  の位相シフトを得るには、2 つのサンプル間で補間を使用します。これら 2 つのサンプルとして、直近の電圧サンプルよりも前にあって差が  $90^\circ$  よりわずかに大きい電圧サンプル、および、直近の電圧サンプルよりも前にあって差が  $90^\circ$  よりわずかに小さい電圧サンプルを使用します。アプリケーションの位相シフトの実装は、整数部と分数部で構成されています。整数部は、 $N$  サンプル遅延によって行われます。分数部は、1 タップの FIR フィルタにより実現されます。テストソフトウェアで、分数遅延の生成に使用されるフィルタ係数は、ルックアップ テーブルに示されています。

計算された電力を使用して、以下に示す式でエネルギーを計算します。

$$E_{ACT,ph} = P_{ACT,ph} \times \text{Sample Count} \quad (8)$$

$$E_{REACT,ph} = P_{REACT,ph} \times \text{Sample Count} \quad (9)$$

$$E_{APP,ph} = P_{APP,ph} \times \text{Sample Count} \quad (10)$$

次に、計算されたエネルギーがバッファに累積され、システムのリセット後に消費された合計エネルギー量が保存されます。これらのエネルギーは、エネルギーパルスの出力用にエネルギーを累算するため使用される作業変数とは異なります。3 セットのバッファを使用できます。V-I マッピングごとに 1 つです。バッファの各セットには、次のエネルギーが累算されます。

1. 有効インポート エネルギー (有効エネルギー  $\geq 0$  のときの有効エネルギー)
2. 有効エクスポート エネルギー (有効エネルギー  $< 0$  のときの有効エネルギー)
3. 基本有効インポート エネルギー (基本有効電力  $\geq 0$  のときの基本有効エネルギー)
4. 基本有効エクスポート エネルギー (基本有効電力  $< 0$  のときの基本有効エネルギー)
5. 無効第 1 象限エネルギー (無効エネルギー  $\geq 0$ 、有効電力  $\geq 0$  のときの無効エネルギー。誘導性負荷)
6. 無効第 2 象限エネルギー (無効エネルギー  $\geq 0$ 、有効電力  $< 0$  のときの無効エネルギー。容量性ジェネレータ)
7. 無効第 3 象限エネルギー (無効エネルギー  $< 0$ 、有効電力  $< 0$  のときの無効エネルギー。誘導性ジェネレータ)
8. 無効第 4 象限エネルギー (無効エネルギー  $< 0$ 、有効電力  $\geq 0$  のときの無効エネルギー。容量性負荷)
9. 皮相インポート エネルギー (有効エネルギー  $\geq 0$  のときの皮相エネルギー)
10. 皮相エクスポート エネルギー (有効エネルギー  $< 0$  のときの皮相エネルギー)

バックグラウンド プロセスでは、商用電源サイクルあたりのサンプル数の形式で、周波数も計算されます。その後で、フォアグラウンド プロセスが、商用電源のサイクルあたりのサンプル数を [式 11](#) で Hz に変換します。

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{\text{Sample Rate (samples/second)}}{\text{Frequency (sample/cycle)}} \quad (11)$$

有効電力と皮相電力を計算した後で、力率の絶対値を計算します。システムの力率の内部表現では、正の力率は容量性負荷に対応し、負の力率は誘導性負荷に対応します。力率の内部表現の符号は、電流が電圧よりも先か後かによって決定され、これはバックグラウンド プロセスで決定されます。したがって、力率の内部表現は [式 12](#) で計算されます。

$$\text{Internal Representation of Power Factor} = \begin{cases} \frac{P_{ACT}}{P_{APP}}, & \text{if capacitive load} \\ -\frac{P_{ACT}}{P_{APP}}, & \text{if inductive load} \end{cases} \quad (12)$$

### 3.2.2 計測ソフトウェア プロセス

[セクション 3.2.2.1](#)～[セクション 3.2.2.8](#) では、MSPM0 MCU の基本的なセットアップ、計測ソフトウェア プロセス、および機能をご紹介します。

#### 3.2.2.1 PC GUI 通信用の UART

MSPM0+ MCU は、このリファレンス デザインの J12 の UART インターフェイスを使用して、PC の GUI と通信するように構成されています。PC の GUI は、8N1 で 9600 ボーに構成された UART モジュールを使用して、MSPM0G1106 からのデータをポーリングします。UART データをフォーマットする UART プロトコルは DLT-645 と呼ばれ、UART モジュールは、次に示す 2 つの DMA チャンネルを利用します。チャンネル 2 はデータ受信用、チャンネル 3 はデータ送信用です。[『MSP430I2040 を使用した単相および DC 組込み計量 \(電力モニタ\)』アプリケーション ノート](#)も参照してください。

UART データは、14 バイトにトリガを設定することによって、HAL\_startUARTDMAReceive() 関数で処理されます。このバイトは、パケット長 (パケットごとに動的に変更可能) をコードするものです。バイト 14 をデコードすると、UART DMA 転送長の値が新しい長さに更新されます。この長さは、PC GUI によって送信される DLT-645 プロトコル パケットの残りの部分に等しくなります。

### 3.2.2.2 ダイレクト メモリ アクセス (DMA)

MCU DMA モジュールは、最小限のハードウェアリソースとタイミング オーバーヘッドで、SPI バス上で MSPM0G1106 MCU と AMC130M03 デバイスとの間でデータ パケットを転送します。SPI データ転送には、次の 2 つの DMA チャンネルが使用されます。DMA チャンネル 0 は SPI データ (0x00) を ADC に送信し、DMA チャンネル 1 は SPI バスを介して ADC から測定データを同時に受信します。AMC130M02 は、アナログ入力 が 2 つあるため、12 バイトのパケットを転送します。ADC から全部の SPI データ パケットを受信すると、DMA 準備完了割り込みが生成され、データ パケットの CRC16 検証が開始されます。CRC16 チェックが成功すると、データパケットが分解され、A 相の電圧と電流の値が得られます。

### 3.2.2.3 ADC 設定

AMC130M02 デバイスのレジスタは、すべての関連するアナログ入力チャンネルについて適切な測定データを供給するためには、初期化する必要があります。図 3-1 は、計測アプリケーションを起動するたびに実行されます。

MSPM0+ MCU の SPI モジュールは、4 線式モードを使用するコントローラ デバイスとして構成されています。SPI のセットアップ後、すべての割り込みがディセーブルされ、SYNC\_RESET ラインのリセット パルスが MSPM0+ MCU から送信されます。その後、割り込みが再度イネーブルになり、MSPM0+ MCU は SPI 書き込みコマンドを AMC130M02 に送信します。

- **MODE** レジスタの設定: 16 ビットの CCITT CRC を使用、AMC131M03 データパケットの各ワードは 24 ビット長、イネーブル中で最も遅延しているチャンネルで DRDY 信号をアサート、変換値が利用できないとき DRDY を High にアサート、変換値の準備ができたとき DRDY を Low にアサート。
- 電圧および電流の **GAIN1** レジスタ設定: PGA ゲイン = 1 を電圧チャンネルに使用、ラインと中性線の間を測定、A 相と中性線の電流チャンネルの PGA ゲイン = 16。
- **CHx\_CFG** レジスタの設定 (x はチャンネル番号: 0, 1): 2 つの ADC チャンネル入力を外部 ADC ピンに接続、各チャンネルのチャンネル位相遅延を 0 に設定 (ハードウェア位相補償の代わりに SDK ミドルウェアのソフトウェア位相補償を使用)
- **CLOCK** レジスタの設定: 1024 の OSR、すべてのチャンネルがイネーブル、高分解能変調器の電力モード

MSPM0+ MCU は、DRDY ピンに立ち下がりエッジが発生するたびにポート割り込みを生成するように起動時に構成されています。この信号は、新しい測定サンプルが利用可能であることを示します。

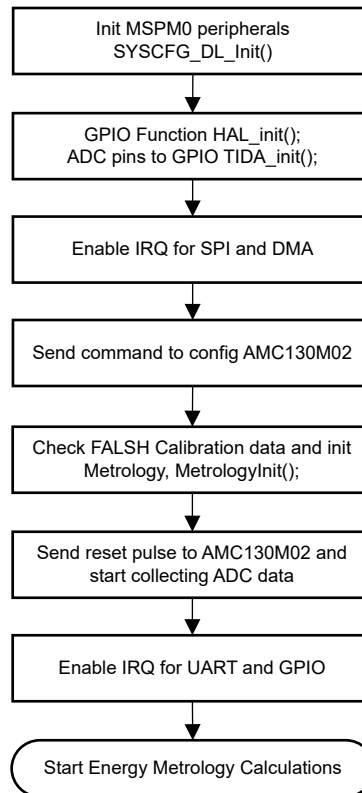


図 3-1. ADC 初期化手順

ADC 変調器のクロックは、CLKIN ピンに供給されるクロックから生成されます。CLKIN ピンの信号は内部で 2 分周されて、ADC 変調器のクロックを生成します。式 13 に、ADC のサンプリング周波数の定義を示します。

$$f_s = \frac{f_M}{OSR} = \frac{f_{CLKIN}}{2 \times OSR} \quad (13)$$

ここで、

- $f_s$  はサンプリング レートです
- $f_M$  は変調器のクロック周波数です
- $f_{CLKIN}$  は、AMC130M02 の CLKIN ピンに供給されるクロックです
- OSR は選択したオーバーサンプリング比です

この設計では、CLKIN ピンは 8.192MHz の固定周波数で外部発振器からクロックを取得します。オーバーサンプリング比は、適切なレジスタ設定によって 1024 に選択されます。サンプルレートは 4000 サンプル / 秒に設定されています。

この設計では、次の AMC130M02 チャンネル マッピングを使用します。

- AIN0P および AIN0N AMC130M02 ADC チャンネル ピン → 電圧
- AIN1N および AIN1P AMC130M02 ADC チャンネル ピン → シャント電流 (これにより中性線またはライン電流のいずれかを測定可能)

#### 3.2.2.4 フォアグラウンド プロセス

フォアグラウンド プロセスには、デバイスを RESET した直後に MSPM0+ MCU のハードウェアとソフトウェア、および AMC130M02 のレジスタの初期設定が含まれます。このプロセスのフロー チャートを、図 3-2 に示します。



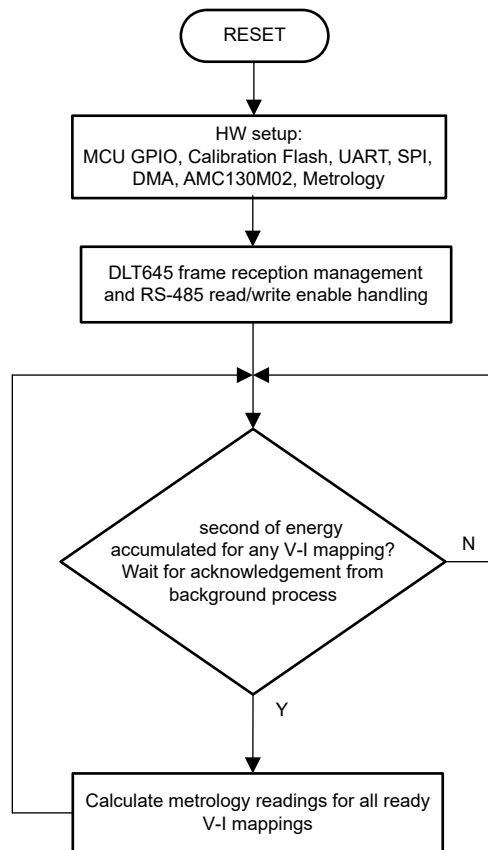


図 3-2. フォアグラウンド プロセス

初期化ルーチンには、MSPM0G1106 のセットアップが含まれています。

- 汎用入出力 (GPIO) ポートのピン
- クロック システム (MCLK または CPU クロック、RTC クロック、SPI クロック、CLK\_OUT ピン)
- 2 つの UART ポート
- 4 つの DMA チャンネル、SPI の受信および送信ごとに 1 つ、UART の受信および送信ごとに 1 つ
- AMC130M02 のレジスタ
- 計測変数

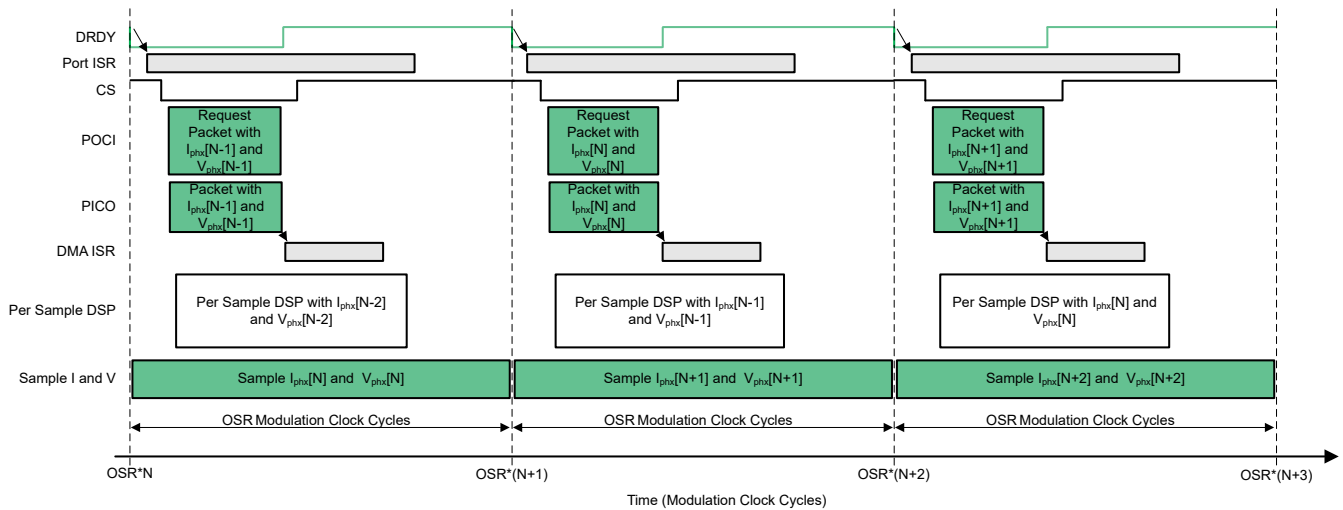
ハードウェアのセットアップ後、GUI から受信したフレームがすべて処理されます。次に、フォアグラウンド プロセスは、電圧と電流のマッピングについて新しい計測パラメータを計算するようにという通知が、バックグラウンド プロセスからフォアグラウンド プロセスに送られてきたかどうかをチェックします。この通知は、処理可能なデータのフレームがあるときに「PHASE\_STATUS\_NEW\_LOG」ステータス フラグがアサートされることで行われます。データ フレームは、CYCLES\_PER\_COMPUTATION サイクル回数の中に累積された、処理済みのドット積で構成されます。CYCLES\_PER\_COMPUTATION の値は、ソフトウェアの公称周波数設定が 50Hz の場合は 10 サイクル、ソフトウェアの公称周波数設定が 60Hz の場合は 12 サイクルです。測定されたライン周波数がこのデザインの公称周波数と等しい場合、これは、累積データ 200 ミリ秒に相当します。

処理されるドット積には、 $V_{RMS}$ 、 $I_{RMS}$ 、有効電力、無効電力、基本電圧、基本有効電力、基本無効電力が含まれます。これらのドット積は、現実の単位で対応する計測値を計算するため、フォアグラウンド プロセスで使用されます。処理されたすべてのドット積は、その後の RMS 値と平均値の処理および取得のために、個別の 64 ビット レジスタに蓄積されます。皮相電力は、フォアグラウンド プロセスの有効電力と無効電力の計算値を使用して計算されます。

同様に、フォアグラウンドで計算した基本電圧、基本無効電力、基本有効電力の値を使って、基本電流、基本皮相電力、電圧 THD、および電流 THD を計算します。また、計算された RMS 電圧の値と、設計で定義された公称電圧を使用して、低電圧偏差および過電圧偏差も計算します。周波数 (Hz 単位) と力率も、セクション 3.2.1 の式を使用してバックグラウンド プロセスで計算されたパラメータを使用して計算されます。

### 3.2.2.5 バックグラウンド プロセス

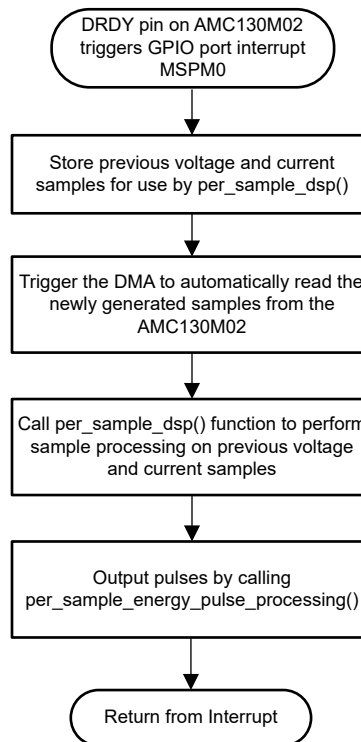
電圧と電流のサンプリング時に発生するさまざまなイベントを **図 3-3** に示します。緑色の項目は MSPM0G1106 ハードウェア モジュールによって実行されます。



**図 3-3. 電圧と電流のサンプリング イベント**

各相について、すべての OSR ごとに (すなわち、この設計では 1024 変調クロックサイクルごとに)、新しい電流サンプルが準備されて、SPI バスを経由して MSPM0+ MCU に対して 毎秒 4000 個のサンプルが送られます。新しいサンプルの準備が完了すると、DRDY ピンによって MSPM0+ MCU で GPIO 割り込みが発生し、ポート ISR がトリガされて、バックグラウンド プロセスがポート ISR 内で実行されます。

バックグラウンド プロセスを **図 3-4** に示します。このプロセスは主に、テストソフトウェアでタイミング クリティカルなイベントを処理します。



**図 3-4. バックグラウンド プロセス**

### 3.2.2.6 ソフトウェア関数 per\_sample\_dsp()

per\_sample\_dsp() 関数のフローチャートを、[図 3-5](#) に示します。per\_sample\_dsp() 関数は、中間ドット積結果の計算に使用され、その結果をフォアグラウンド プロセスに送り、計測読み取り値が計算されます。電圧と電流の両方のサンプルが処理され、専用の 64 ビットレジスタに累算されます。位相ごとの有効電力と無効電力も、64 ビットレジスタに累算されます。

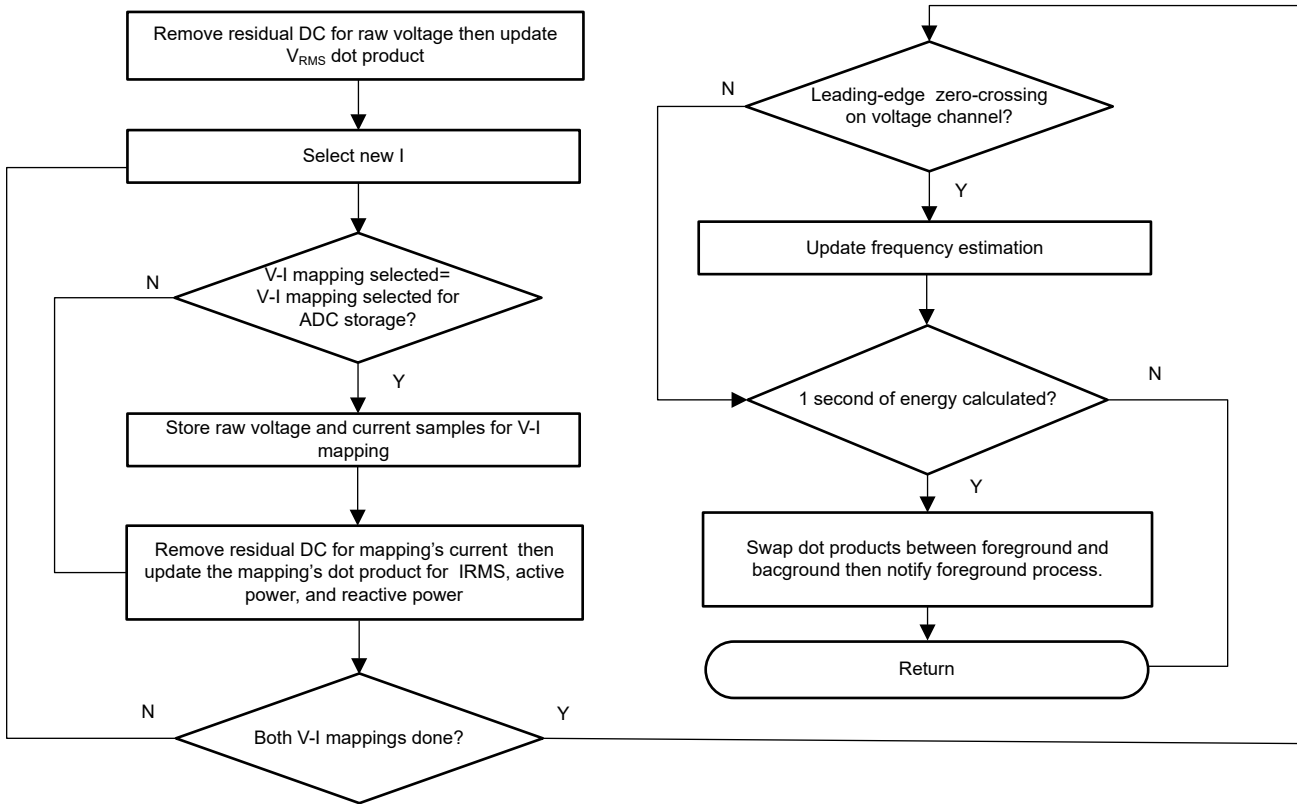


図 3-5. per\_sample\_dsp () 関数

### 3.2.2.7 周波数測定とサイクルトラッキング

電圧、電流、有効電力、無効電力の瞬時値は、64 ビットのレジスタで累算されます。サイクルトラッキング カウンタは、累算されたサンプル数を記録します。CYCLES\_PER\_COMPUTATION サイクル回数のサンプルが累算されると、バックグラウンド プロセスによってこれらの累算レジスタが保存され、フォアグラウンド プロセスに通知されて、RMS や電力値などの平均結果が得られます。このプロセスでは非常に安定した結果が得られるため、フォアグラウンド平均化プロセスをトリガするためにサイクル境界が使用されます。

周波数測定では、ゼロクロス電圧サンプル間で線形補間が使用されます。ノイズのスパイクは誤差を引き起こす可能性があるため、アプリケーションは変化率チェックを使用して、発生する可能性のある誤った信号を除去し、真正のゼロクロスポイントから 2 つのポイントが必ず補間されていることを保証します。たとえば、2 つの負のサンプルを使用すると、ノイズのスパイクによって片方のサンプルが正になって負と正のペアになり、そこにゼロクロスが発生しているように見えます。

結果として生じるサイクル間タイミングは、弱いローパス フィルタに通され、サイクル間の変動がさらに平滑化されます。このフィルタ処理により、安定した高精度の周波数測定が可能になり、ノイズ耐性も向上します。

### 3.2.2.8 LED パルスの生成

電気メータにおいて、負荷のエネルギー消費量は一般にキロワット時 (kWh) パルスの分数で測定されます。この情報を使用して、メータを正確にキャリブレーションし、高精度の測定を行うことができます。通常、測定素子 (MSPM0+ MCU) は、消費されるエネルギーに比例するパルスを生成します。

このアプリケーションは、平均電力を使用して、これらのエネルギー パルスを生成します。DRDY ポート ISR 割り込みが発生するたびに平均電力が累算され、前の 1 秒のタイム フレームで累算されたエネルギーが、現在の 1 秒のタイム フレーム内で発生した各割り込みに対して均等に拡散されます。この累算プロセスは、電力をエネルギーに変換するのと同様です。累算エネルギーがスレッシュホールドを超えると、パルスが生成されます。このスレッシュホールドを超えるエネルギーの量が保存され、次の割り込みサイクルで、スレッシュホールドの上に新しいエネルギー値が加算されます。平均電力は安定した値になる傾向があるため、この方法でエネルギー パルスを生成すると非常に安定し、ジッタは発生しません。

このスレッシュホールドは、メータの製造元によって指定されたエネルギー ティックを決定し、一定値です。このティックは通常、1kWh あたりのパルス数、または単に kWh 単位で定義されます。エネルギー ティックごとに 1 つのパルスを生成する必要があります。たとえば、このアプリケーションでは、有効および無効エネルギーについて、kWh ごとに生成されるパルス数を 6400 に設定します。この場合のエネルギー ティックは 1kWh/6400 です。エネルギー パルスが生成され、ACT および REACT ピン ヘッダーと、基板上の発光ダイオード (LED) でも利用できます。GPIO ピンを使用して、ACT と REACT のエネルギー パルスを生成します。

図 3-6 に、6400 のパルス定数を持つパルス生成のフロー図を示します。ただし、エネルギー メーターが 80A を超える電流をサポートしている場合は、この値を 3600 以下に減らすことを推奨します。

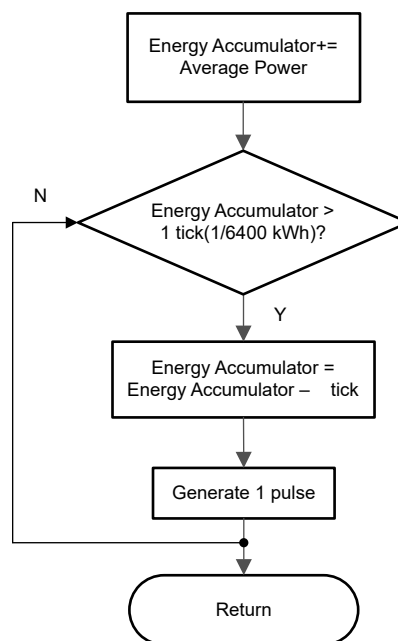


図 3-6. エネルギー表示用のパルス生成

平均電力は 0.001W 単位で、1kWh のスレッシュホールドは 式 14 のように定義されます。

$$\begin{aligned}
 1\text{kWh threshold} &= \frac{1}{0.001} \times 1\text{kW} \times (\text{Number of interrupts per second}) \\
 &\times (\text{Number of seconds in one hour} = 1000000 \times 8000 \times 3600 = 0x1A3185C50000)
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

### 3.3 テスト設定

#### 3.3.1 電源とジャンパ設定

図 3-7 に、リファレンス デザインの各種部品の PCB 最上層での位置を示します。最下層には半田付けされる部品はありません。

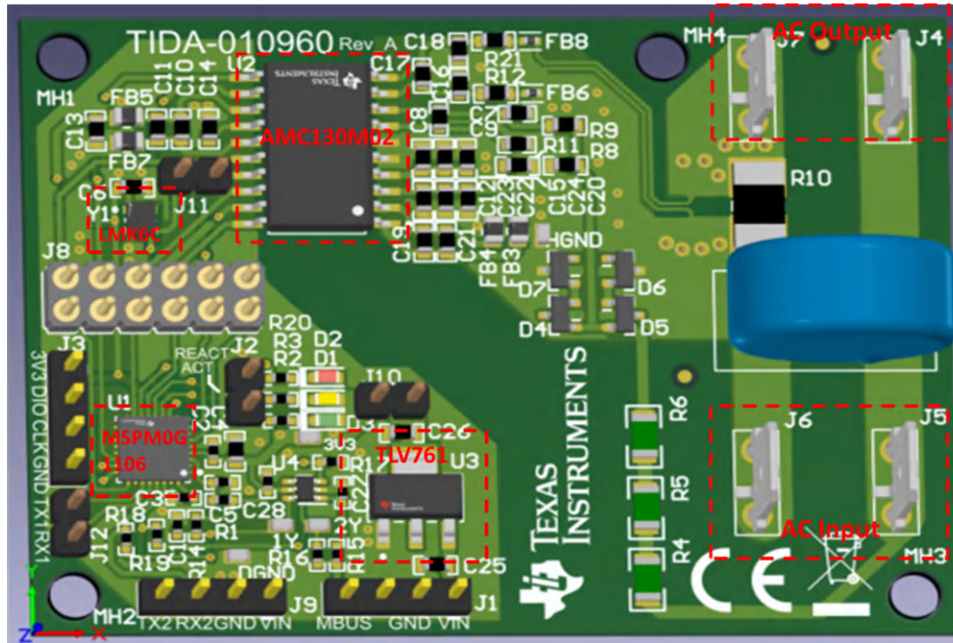


図 3-7. TIDA-010960 ハードウェア 3D ビュー

表 3-1 に、ジャンパ設定を示します。

表 3-1. ハードウェア ジャンパ設定

ヘッダー名	タイプ	主な機能	備考
J1	4 ピン	外部電源	M_BUS 通信用の追加のピン
J2	2 ピン	有効および無効エネルギー パルス	これら 2 本のピンは AC 商用電源から絶縁されているが、GND は備えていない
J3	4 ピン	JTAG:MSPM0G プログラミング ヘッダー	
J4, J7	1 ピン	正と負の AC 出力ヘッダー	負荷を J4 J7 に接続
J5, J6	1 ピン	正と負の AC 入力ヘッダー	AC ラインと中性線を J5 J6 に接続
J8	12 ピン	MSPM0G と AMC130M02 を接続するためのジャンパ	MCU の柔軟な設定
J9	4 ピン	メインコントローラに接続するための UART 出力	
J10	2 ピン	外部入力電源から 3.3V を接続するためのジャンパ	
J11	2 ピン	LMK6C から AMC1310M02 にクロックを接続するためのジャンパ	クロックの柔軟な設定、LMK6C は MSPM0G にも接続
J12	2 ピン	PC の GUI と接続するための UART	

#### 3.3.2 計測読み取り値の表示とキャリブレーション

GUI から計測パラメータの値を表示するには、次の手順を実行します。

1. PC の GUI との通信に使用する UART 接続を選択します。J12 を PC の USB に接続します。PC で COM ポートが作成されます。このテストは、UART を 9600、8N1 設定で使用して行いました。
2. GUI フォルダを開き、テキスト エディタで calibration-config.xml を開きます。



3. meter タグ内の port name フィールドを、システムに接続されている COM ポートに変更します。図 3-8 に示すように、このフィールドは [COM7] に変更されます。

```

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>

```

図 3-8. エネルギー測定システムと通信するように GUI 構成ファイルを変更

4. GUI フォルダにある calibrator.exe ファイルを実行します。前の手順で、calibration-config.xml の COM ポートが、リファレンス デザインに接続されている COM ポートに変更されていれば、GUI が開きます (図 3-9 を参照)。GUI が設計に正しく接続されていれば、左上のボタンは緑色です。接続に問題がある場合や、コードが正しく構成されていない場合、ボタンは赤色です。緑色のボタンをクリックすると、結果が表示されます。

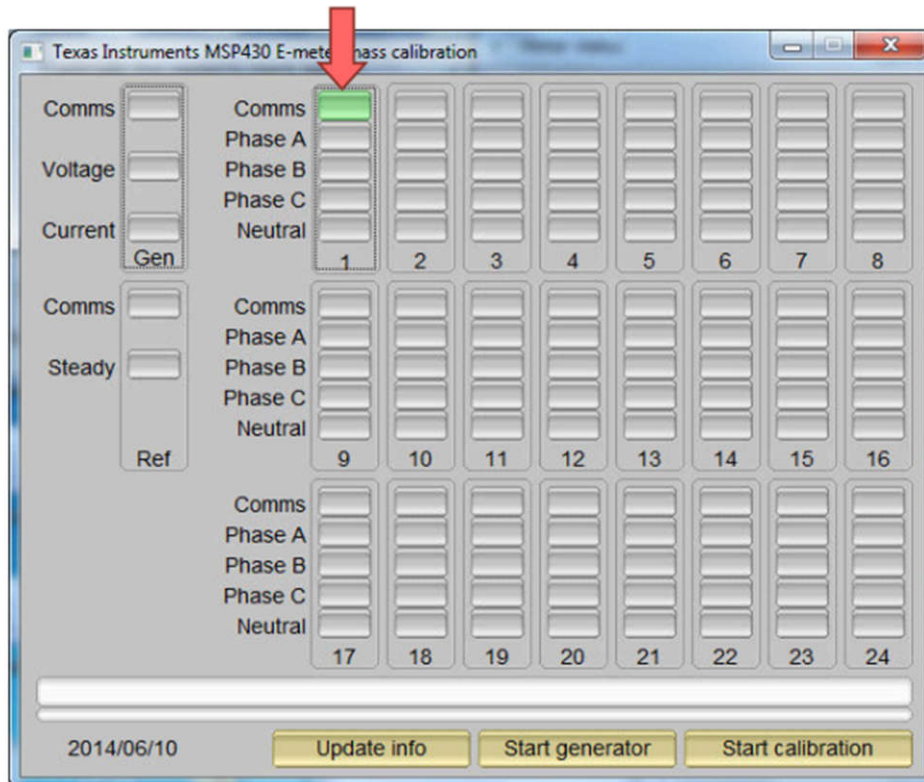


図 3-9. GUI のスタートアップ ウィンドウ

緑色のボタンをクリックすると、結果ウィンドウが開きます (図 3-10 を参照)。



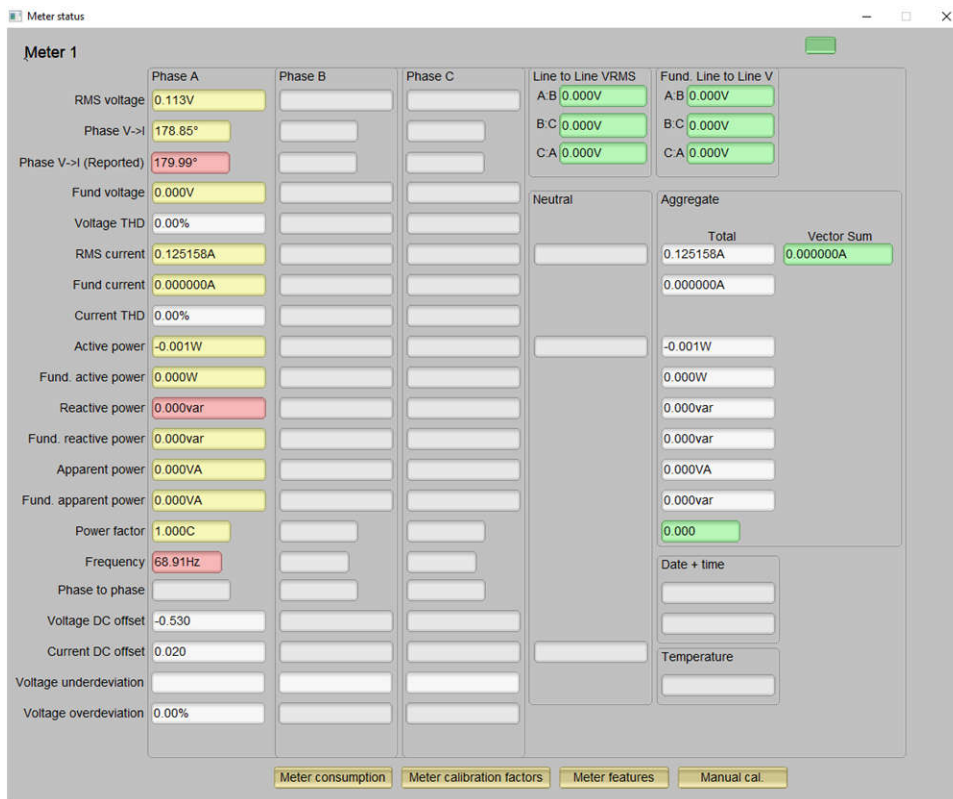


図 3-10. GUI の結果ウィンドウ

### 3.3.3 較正

#### 3.3.3.1 電圧および電流オフセットのキャリブレーション

電圧および電流オフセットのキャリブレーションは、次の手順で行います。

1. GUI を接続して電圧と電流の結果を表示します。
2. 目的の電圧と電流を供給するようにテストソースを構成します。
  - ゼロでない小さい値を使用することを推奨します (120V と 0.5A など)。
3. [Manual cal.] ボタンをクリックします。
4. 予想される入力と GUI が読み取っている値の差を適切なフィールドに入力します。

#### 注

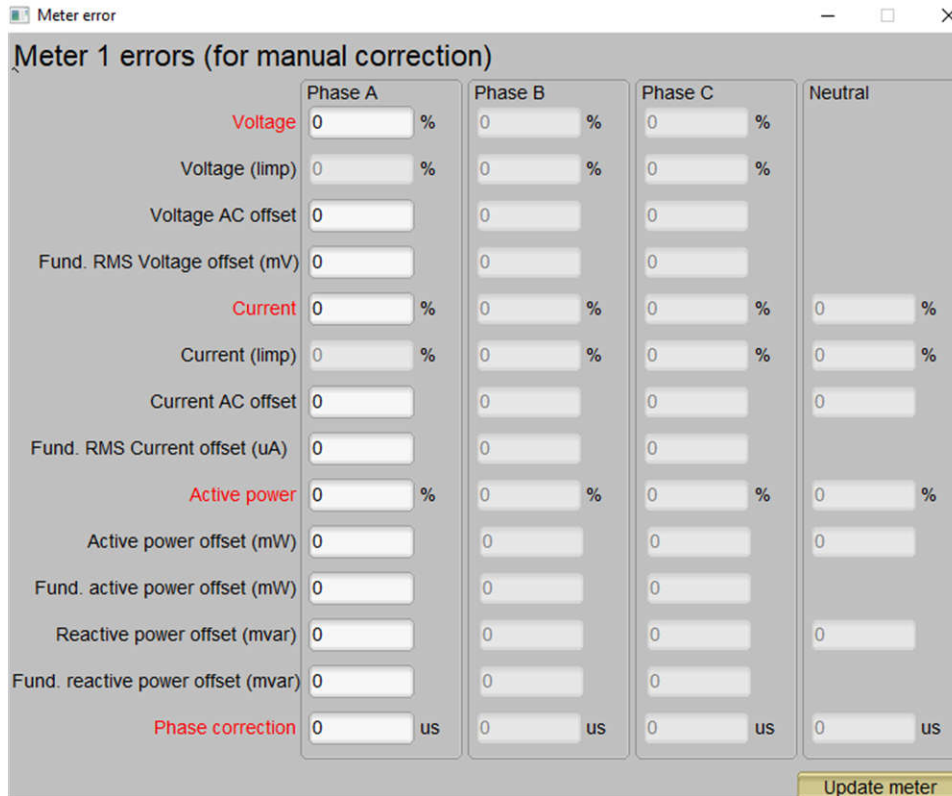
AC 電流オフセットはマイクロアンペア単位で、AC 電圧オフセットはミリボルト単位で入力します。

#### 3.3.3.2 電圧および電流ゲインのキャリブレーション

電圧および電流の読み取り値のキャリブレーションは、次の手順で行います。

1. GUI を接続すると、電圧、電流、有効電力、他の測定パラメータの結果が表示されます。
2. すべての位相について、目的の電圧と電流を供給するようにテストソースを構成します。これらが、各位相の電圧と電流の間で位相シフトが 0 になっている電圧と電流のキャリブレーションポイントであることを確認します。たとえば、120V、10A、0° (PF = 1) です。通常、これらの値はすべての位相で同じです。
3. 図 3-10 に示す [Manual cal.] ボタンをクリックします。

図 3-11 の画面がポップアップ表示されます。



The screenshot shows a window titled "Meter error" with a sub-header "Meter 1 errors (for manual correction)". It contains a table of correction fields for four phases: Phase A, Phase B, Phase C, and Neutral. The fields are organized into four main categories: Voltage, Current, Active power, and Phase correction. Each category has several sub-fields, all of which currently show a value of 0. The "Update meter" button is located at the bottom right of the window.

	Phase A	Phase B	Phase C	Neutral
<b>Voltage</b>	0 %	0 %	0 %	
Voltage (limp)	0 %	0 %	0 %	
Voltage AC offset	0	0	0	
Fund. RMS Voltage offset (mV)	0	0	0	
<b>Current</b>	0 %	0 %	0 %	0 %
Current (limp)	0 %	0 %	0 %	0 %
Current AC offset	0	0	0	0
Fund. RMS Current offset (uA)	0	0	0	
<b>Active power</b>	0 %	0 %	0 %	0 %
Active power offset (mW)	0	0	0	0
Fund. active power offset (mW)	0	0	0	
Reactive power offset (mvar)	0	0	0	0
Fund. reactive power offset (mvar)	0	0	0	
<b>Phase correction</b>	0 us	0 us	0 us	0 us

**図 3-11. [Manual Culibration] ウィンドウ**

4. それぞれの電圧と電流の補正値を計算します。電圧および電流のフィールドに入力する必要がある補正値は、式 15 を使用して計算します。

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

ここで、

- $\text{value}_{\text{observed}}$  は、テキサス・インスツルメンツのメータで測定された値です
- $\text{value}_{\text{desired}}$  は、AC テストソースで構成されたキャリブレーション ポイントです

### 3.3.3.3 有効電力ゲインのキャリブレーション

電圧および電流のゲイン補正を行ってから、有効電力のゲイン補正を完了する必要があります。有効電力のゲイン補正は、電圧や電流の補正と異なる方法で行われます。理論的には、電圧と電力の場合と同様に、有効エネルギーの % 誤差を計算することもできますが、これは最も制度の高い方法ではありません。

% 単位の補正量は、有効電力のリファレンス メータでの測定誤差から直接判定するのが最良の方法です。この誤差は、エネルギー パルスのリファレンス メータに供給することで得られます。有効電力のキャリブレーションは、次の手順で行います。

1. システムの電源をオフにし、システムのエネルギー パルス出力をリファレンス メータに接続します。これらのパルス入力に基づいて有効電力の誤差を測定するよう、リファレンス メータを構成します。
2. AC テスト電源をオンにします。
3. 「セクション 3.3.3.2」に記載されている手順 1 から手順 3 までを、同じ電圧、電流、および 0° の位相シフトで繰り返します。
4. リファレンス メータから % 単位の測定誤差を取得します。

#### 注

この誤差は負になることがあります。

5. 手順 4 で取得した誤差を、GUI ウィンドウの対応する位相の下にある [Active Power] フィールドに入力します。この誤差はすでに値で、計算は必要ありません。

6. [Update meter] ボタンをクリックすると、リファレンス メータの誤差値が 0 に近い値ですぐに安定します。

### 3.3.3.4 オフセット キャリブレーション

ゲイン キャリブレーションを行った後、低電流での精度が許容できない場合は、オフセット キャリブレーションを実行できます。オフセット キャリブレーションにより、位相の電流チャネルへのクロストークなどのクロストークがライン電圧から除去されます。

位相について有効電力オフセットのキャリブレーションを実行するには、有効電力の読み取り値 (mW 単位) から減算するオフセットを、有効電力オフセットの現在の値 ([meter calibration factors] ウィンドウで [Voltage AC offset] のラベルが付いている項目) に加算してから、その新しい値を [Manual Calibration] ウィンドウの [Voltage AC offset] フィールドに入力します。たとえば、[meter calibration] ウィンドウで [Voltage AC offset] の値が 200 (0.2W) で、追加の 0.300mW を減算したい場合は、[Manual Calibration] ウィンドウの [Voltage AC offset] フィールドに値 500 を入力します。[Manual Calibration] ウィンドウの [Voltage AC offset] フィールドに値を入力してから、[Update meter] ボタンを押します。

ある位相について無効電力オフセットのキャリブレーションを行うには、有効電力オフセットのキャリブレーションを行うのと同様のプロセスに従います。

### 3.3.3.5 位相キャリブレーション

電力ゲイン補正の後で、位相キャリブレーションを行います。位相補正のキャリブレーションは、次の手順で行います。

1. AC テストソースをオフにした、または再構成した場合は、「[セクション 3.3.3.2](#)」の[ステップ 1](#)から[ステップ 3](#)までを、そのセクションで使用されているのと同じ電圧と電流を使用して実行します。
2. 位相シフトのみを 0 以外の値に変更します。通常は +60°を選択します。これによって、リファレンス メータに、有効電力測定について異なる % 誤差が表示されます。

#### 注

この値は負になることもあります。

3. [ステップ 3](#) の誤差が 0 に近くない、または許容できない場合は、次の手順に従って位相補正を実行します。
  - a. キャリブレーション中の位相について、[Phase Correction] フィールドの更新値を入力します。通常、誤差を 0 に近づけるには、小さな  $\pm$  整数値を入力する必要があります。さらに、位相シフトが 0 より大きい場合 (例: +60°)、正 (負) の誤差を補正するには正 (負) の値が必要です。
  - b. [Update meter] ボタンをクリックし、リファレンス メータの誤差値を監視します。
  - c. この測定誤差 (%) が十分な精度でない場合は、[ステップ 4](#) に基づいて、値を 1 だけインクリメントまたはデクリメントすることで微調整します。ある程度調整が行われた後では、この微調整を行っても誤差は 0 の前後を往復するだけです。絶対誤差が最も小さくなる値を選択する必要があります。
  - d. ここで位相を -60°に変更し、この誤差が許容範囲内であることを確認します。遅延と先行の条件で、同じ位相シフトについて誤差が対称的なのが理想です。

位相キャリブレーションを行うと、キャリブレーションが完了します。[図 3-12](#) に、新しいキャリブレーション係数を示します。

Meter calibration factors

Meter 1 calibration factors

	Phase A	Phase B	Phase C	Neutral
<b>Voltage</b>	1.589500e+003			
Voltage (limp)				
Voltage AC offset	-106			
Fund. RMS Voltage offset (mV)	0			
<b>Current</b>	4.493959e+001			
Current (limp)				
Current AC offset	-125000			
Fund. RMS Current offset (uA)	0			
<b>Active power</b>	7.237284e+004			
Active power offset (mW)	0			
Fund. active power offset (mW)	0			
Reactive power offset (mvar)	0			
Fund. reactive power offset (mvar)	0			
<b>Phase correction</b>	0.0us			

図 3-12. [Calibration Factors] ウィンドウ

### 3.4 テスト結果

累積有効エネルギーおよび個別相誤差テストでは、電流を 50mA~15A の範囲で変化させ、リファレンス デザインに供給される電圧波形と電流波形の間に  $0^\circ$  (PF = 1)、PF = 0.5i (誘導性)、PF = 0.8c (容量性) の位相シフトを適用します。有効エネルギー出力パルスからの誤差に基づき、3 つの PF 値について、有効エネルギーの % 誤差と電流との関係を示すプロットが作成されます。

累積無効エネルギーの誤差テストでも同様のプロセスが行われますが、 $90^\circ$  ( $\sin \phi = 1i$ )、 $\sin \phi = 0.5i$  (誘導性)、 $\sin \phi = 0.8c$  (容量性) が使用され、累積有効エネルギーの誤差の代わりに累積無効エネルギーの誤差がプロットされます。

$V_{RMS}$  精度テストでは、電流を 1A に固定した状態で、電圧を 100V~240V の範囲で変化させました。 $I_{RMS}$  精度テストでは、電圧を 230V に固定した状態で、電流を 50mA~15A の範囲で変化させました。

### 3.4.1 電気メータの計測精度の結果

以下の表に、ゲイン、位相、およびオフセット キャリブレーションの後に実行したテストの結果を示します。表 3-2 および図 3-13 に、有効エネルギー テストの結果を示します。

表 3-2. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、3mΩ シャント、230V

電流 (A)	平均誤差 % PF = 1 Cos PHI = 1 (0°)	平均誤差 % PF = 0.5i Cos PHI = 0.5i (60°)	平均誤差 % PF = 0.8c Cos PHI = 0.8c (-36.87°)
0.1	-0.3943	-0.5190	-0.3493
0.25	-0.3770	-0.5150	-0.3113
0.5	-0.3707	-0.5147	-0.2917
1	-0.3437	-0.4487	-0.2627
2	-0.2897	-0.3633	-0.2510
5	-0.2527	-0.1237	-0.1720
10	-0.1090	0.0700	-0.0063
15	0.3040	0.3717	0.2200

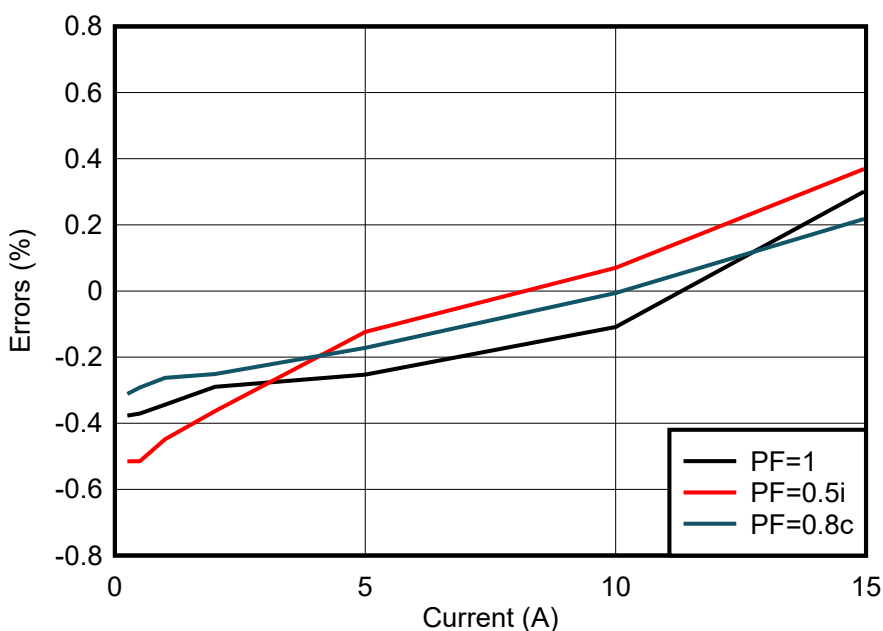


図 3-13. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、3mΩ シャント、230V

表 3-3 および図 3-14 に、無効エネルギー テストの結果を示します。

表 3-3. 無効 % 誤差と電流との関係、3mΩ シャント

電流 (A)	平均誤差 % Sin PHI = 1i (90°)	平均誤差 % Sin PHI = 0.5i (30°)	平均誤差 % Sin PHI = 0.8c (-53.13°)
0.1	-0.1147	0.2880	-0.7110
0.25	-0.3323	-0.1407	-0.4090
0.5	-0.3070	-0.1383	-0.3867
1	-0.2980	-0.1457	-0.3527
2	-0.2603	-0.1917	-0.2880
5	-0.0947	-0.2067	-0.1530
10	0.1030	-0.0213	0.0220
15	0.3437	0.3747	0.2523

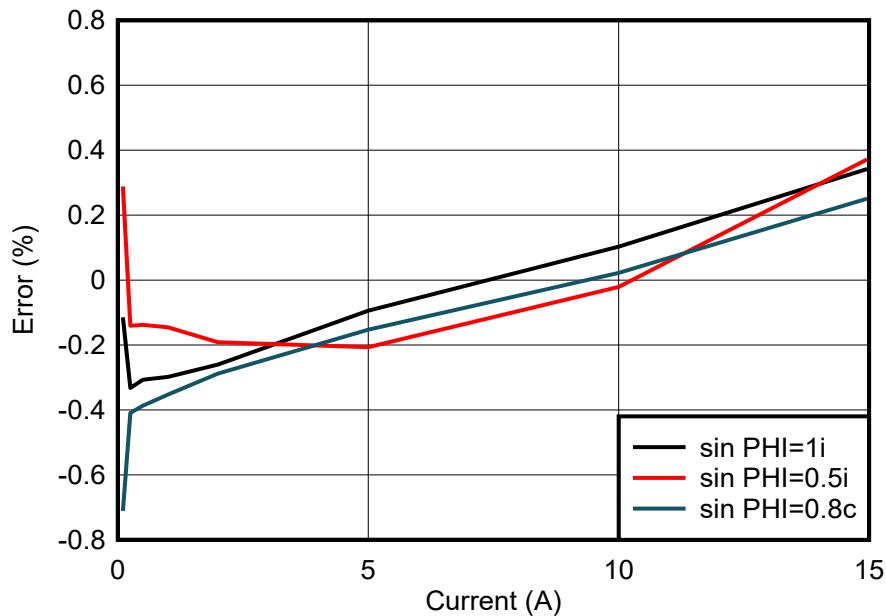


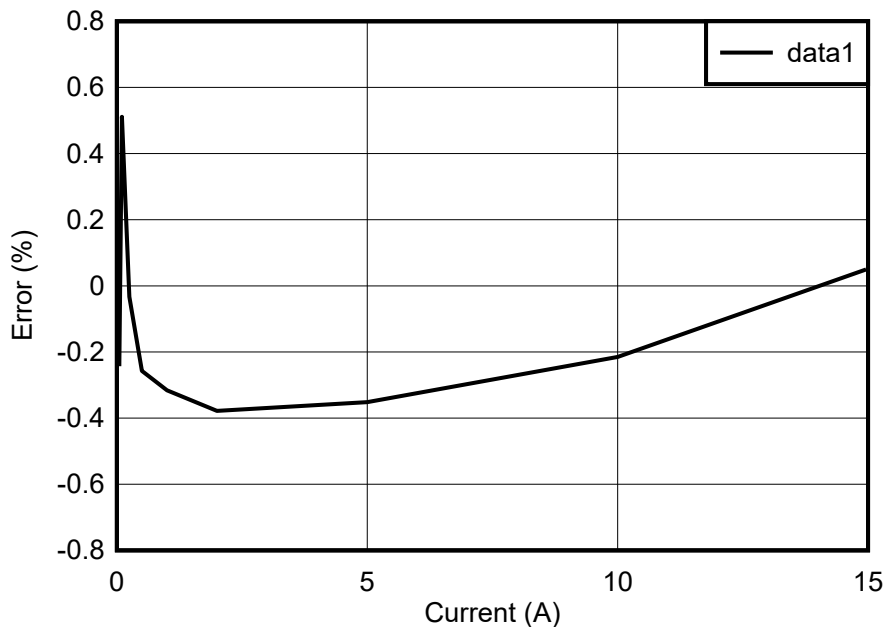
図 3-14. 無効 % 誤差と電流との関係、3mΩ シャント



表 3-4 および図 3-15 に、電流 RMS パーセンテージ誤差テストの結果を示します。

**表 3-4. 230V、3mΩ シャントでの電流 RMS % 誤差**

電流 (A)	% 誤差
0.05	-0.243
0.1	0.511
0.25	-0.0331
0.5	-0.257
1	-0.316
2	-0.378
5	-0.352
10	-0.215
15	0.0519



**図 3-15. 230V、3mΩ シャントでの電流 RMS % 誤差**

表 3-5 および図 3-16 に、電圧 RMS パーセンテージ誤差テストの結果を示します。

表 3-5. 1A、3mΩ シャントでの電圧 RMS % 誤差

電圧	% 誤差
10	0.004
20	-0.0125
50	-0.0004
75	0.000267
100	0.002
120	0.00583
140	-0.00643
160	0.0025
180	0.00555
200	0.0095
220	-0.00136
230	0.0130
240	0.0121

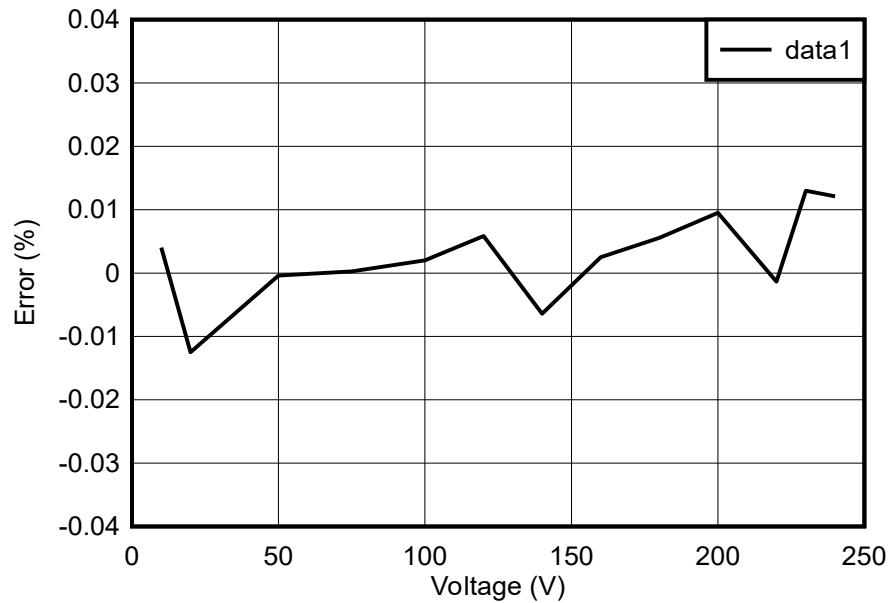


図 3-16. 1A、3mΩ シャントでの電圧 RMS % 誤差

## 4 設計とドキュメントのサポート

### 4.1 デザイン ファイル

#### 4.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010960](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.2 BOM

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010960](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

このデザインでは、以下の一般的ガイドラインに従ってください。

- デカップリング コンデンサは、関連するピンの近くに配置します。
- グランドトレースの代わりにグランド プレーンを使用し、特に **AMC130M02** の近くではグランド プレーンの切れ目を最小限にします。このデザインでは、HGND (高電圧側) の上層と下層の両方にグランド プレーンがあります。ビアを自由に使用することで、プレーン間に良好なステッチを確保します。
- 各 ADC チャンネルの入力への配線 2 本は、対称に、互いにできる限り近い位置に配置します。
- 電力オフセットを行わないと、電圧から電流へのチャンネルのクロストークにより、低電流での精度が低下する可能性があります。
- **AMC130M02** デバイスの場合は、**0.1µF** のコンデンサが、**1µF** のコンデンサよりも **AVDD** ピンの近くになるように配置します。DVDD に接続される **0.1µF** と **1µF** のコンデンサも同様に配置します。
- 発振器の場合は、下のグランドをクリーンな状態にし、配線は置かないようにする必要があります。また、高周波信号は水晶から離して配置します。
- 電源接続には広いパターンを使用します。
- 空間距離と沿面距離を確保します。

##### 4.1.3.1 レイアウトプリント

レイヤ プロットをダウンロードするには、[TIDA-010960](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.4 Altium プロジェクト

Altium Designer® のプロジェクト ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010960](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.5 ガーバー ファイル

ガーバー ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010960](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.6 アセンブリの図面

アセンブリの図面をダウンロードするには、[TIDA-010960](#) のデザイン ファイルを参照してください。

## 4.2 ツールとソフトウェア

### ツール

**CCSTUDIO** Code Composer Studio™ 統合開発環境 (IDE)

**SYSCONFIG** ピン、ペリフェラル、無線、ソフトウェア スタック、RTOS、クロック ツリーなどのコンポーネントを構成するための、直観的なグラフィカル ユーザー インターフェイスを搭載したシステム構成ツール。

### ソフトウェア

**TIDA-010960** 最新の MSPM0 SDK に収録されている TIDA-010960 向けエネルギー ライブラリのソースコード、デフォルトのインストール パス。

### 4.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『[AMC130M02 2 チャンネル、64kSPS、同時サンプリング、16 ビット、強化絶縁型デルタシグマ ADC、DC/DC コンバータ内蔵](#)』データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、『[MSPM0G110x ミックスド シグナル マイクロコントローラ](#)』データシート
3. テキサス・インスツルメンツ、『[LMK6x 低ジッタ、高性能 BAW 発振器](#)』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『[単相シャント電気メーターのリファレンス デザイン](#)』
5. テキサス・インスツルメンツ、『[単相および分相シャント エネルギー計測のリファレンス デザイン](#)』
6. テキサス・インスツルメンツ、『[スタンドアロン ADC を使用した分相または単相シャント電気メーターのリファレンス デザイン](#)』デザイン ガイド

### 4.4 サポート・リソース

テキサス・インスツルメンツ E2E™ サポート・フォーラムは、エンジニアが検証済みの回答と設計に関するヒントをエキスパートから迅速かつ直接得ることができる場所です。既存の回答を検索したり、独自の質問をしたりすることで、設計に必要な支援を迅速に得ることができます。

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

### 4.5 商標

Code Composer Studio™, E2E™, and テキサス・インスツルメンツ 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.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 5 著者について

**JOE WANG** は、テキサス・インスツルメンツのシステム エンジニアであり、ビル オートメーション分野向けのサブシステム設計の開発を担当しています。それ以前は、家電分野で 3 年間働き、主にセンシング技術に取り組んでいました。2021 年に中国科学技術大学の修士号を取得し、卒業後にテキサス・インスツルメンツに入社しました。

## 重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、技術データと信頼性データ(データシートを含みます)、設計リソース(リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適したテキサス・インスツルメンツ製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されているテキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツはその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。テキサス・インスツルメンツや第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかるテキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツの保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated