

## Design Guide: TIDA-010944

## 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



## 概要

このリファレンス デザインは、1つの絶縁型および1つの非絶縁型のスタンドアロン マルチチャンネル A/D コンバータ (ADC) と2つのシャントを使用して、中性線を含む単相 (単相 2 線)、または分相 (単相 3 線の 2 線使用) のエネルギー測定サブシステムを実装します。シャント センサと低消費電力リニア 3D ホール効果センサ (TMAG5273) の組み合わせは、保護と同時に、磁気的な改ざん攻撃の検出を可能にします。このリファレンス デザインは、4000:1 の入力範囲 (25mA~100A)、4kHz のサンプリングレートで Class 0.2 S の精度を達成しており、テキサス・インスツルメンツ Arm® Cortex®-M0+ ホスト マイクロコントローラを使って計測パラメータを計算しています。必要なソフトウェア機能は、[MSPM0-SDK バージョン: 2.01.00.03](#) に実装されており、[テキサス・インスツルメンツ Code Composer Studio™](#) でコンパイルできます。

## 参照情報

<a href="#">TIDA-010944</a>	デザイン フォルダ
<a href="#">MSPM0G1106</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">AMC131M03、ADS131M02</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">TMAG5273</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">ISO6731</a>	プロダクト フォルダ

## 特長

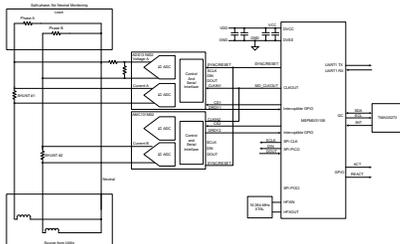
- 電気メーター向け、単相 2 線式 (1P2W) クラス 0.2 S シャント計測サブシステム
- 電気メーター向け、分相 (単相 3 線式の 2 線使用) (2P2W) クラス 0.2 S シャント計測サブシステム
- Microsoft® Windows® PC の GUI に結果を表示する、リファレンス テスト システムに対するパルス出力を備えたエネルギー測定ソフトウェア
- 有効および無効のエネルギーと電力、RMS (実効値) 電流および電圧、力率、ライン周波数の計算
- リニア 3D ホール効果センサを使用して、磁気による改ざんを検出可能
- 120V で 25mA~100A の電流でのテストを実施済み、RS -232 5kV<sub>RMS</sub> 絶縁インターフェイスを搭載

## アプリケーション

- 電気メータ
- 電力品質メータ
- 電力品質分析器
- AC 充電 (パイル) ステーション



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-010944 リファレンス デザインは、以下のセクションで説明する特性を備えています。

### 1.1 主なシステム仕様

表 1-1. 主なシステム仕様

特長	説明
相数	1 または 2 (各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	クラス 0.2 S
ダイナミックレンジ	1:10000 (1:1000 すなわち 100mA~100A で精度テスト実施)
電流センサ	SHUNT
テストした電流範囲	0.1~100A
テストした電圧範囲	10V~270V
ADS131M02 および AMC131M03 CLKIN 周波数	8,192,000Hz (XTAL Y1 を変更することで変更可能)
ADS131M02 および AMC131M03 デルタシグマ変調クロック周波数	4,096,000Hz (= CLKIN / 2)
SPI クロック	19,968MHz (G1106)
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 4,000 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
位相補償分解能	50Hz で 0.0176°、60Hz で 0.0211°
選択した CPU クロック周波数	79.87 MHz
システムの公称周波数	50 または 60Hz
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	UART による PC GUI (絶縁 RS -232 コネクタ または 非絶縁 J4 ヘッダ)
利用している LED	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 および GND

### 1.2 最終製品

電気メーター および 電力品質メーター は、IEC (国際電気標準会議)、EN、ANSI (米国規格協会) の各規格に準拠した高精度エネルギー測定向けの 2 つの一般的なシステム設計であり、合計および相ごとの有効エネルギー (kWh)、無効エネルギー (kvarh)、皮相エネルギー (kVAh) などの最も重要な計測パラメータを計算する機能を共通して備えています。さらに、多相エネルギー測定システムで、次のような複数の電力品質パラメータも計算できます。

- 相ごとの電圧 THD (全高調波歪)
- 相ごとの電流 THD
- 相電圧間の位相差
- 相ごとのゼロクロス

### 1.3 電気メーター

電力会社とその顧客は、電気メーターに対してより多くの機能を求めています。電気メーターに期待される精度の要件と処理量が急速に増加するにつれ、単一の計測用システム オン チップ (SoC) でこの問題を解決するのはますます困難になっていきます。スタンドアロンの ADC およびホスト マイクロコントローラ (MCU) を使用したデュアルチップ アプローチ

は、電気メーター SoC の制限を克服し、コストまたは性能を最適化できる組み合わせソリューションを実現するのに役立ちます。

AMC131M03 のように、電源とデータの絶縁を備えた高精度で最新のスタンドアロン ADC を使用すると、以下に示す利点があります。

- 最も厳しい精度の要件を満たすことができる
- 特定用途向け製品や計測用 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) 満たせる
- MIPS (million instructions per second) 単位での処理能力、RAM (random access memory) およびフラッシュ領域の最小容量、通信モジュールの数 (たとえば、SPI (シリアル ペリフェラル インターフェイス)、UART (ユニバーサル非同期レシーバ/トランスミッタ)、I2C (Inter-Integrated Circuit)、RTC (リアルタイム クロック)、CRC (巡回冗長検査) モジュール) などのアプリケーションの要件に基づいて、ホスト MCU を柔軟に選択可能

エネルギー消費量を正しく測定するため、電圧および電流センサは、商用電源の電圧および電流を、ADC が検出できる電圧範囲に変換します。多相の電力分配システムを使用する場合、ADC に損傷を与えずに、センサが 1 つまたは 2 つの異なる線 (中性線を測定する場合または分相構成の場合) に流れる電流を正しく検出できるようにするため、電流センサを各相間から絶縁する必要があります。このデザインでは、磁気による改ざんの影響を受けない、コスト効率の優れた 2 つのシャント センサを使用しており、オプションとして中性線測定を備えた単相の電気メーター、または 2 つの電流と 1 つの電圧構成の分相メーターを実装できます。

TIDA-010944 は、クラス 0.2 S の高精度単相または分相シャント電気メーターのリファレンス デザインであり、3 チャネルのスタンドアロン絶縁型 AMC131M03 ADC を 1 個、非絶縁型 2 チャネルのスタンドアロン ADS131M02 ADC を 1 個、およびコスト効率の優れた MSPM0G1106 MCU を使用しています。このリファレンス デザインは、電気自動車 (EV) のチャージャや AC ウォール ボックスなどの一般的な製品の電力量測定にも使用できます。非絶縁型 ADC は A 相の電流と電圧を検出し、非絶縁型 ADC は使用する構成に応じて、中性線または B 相の電流監視に使用します。

TIDA-010944 ファームウェアは、中性線を含む単相 (単相 2 線式)、または分相 (単相 3 線式の 2 線使用) で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。

- パルス生成出力による、全位相と位相ごとの有効エネルギー (kWh)、無効エネルギー (kvarh)、皮相エネルギー (kVAh)
- 全位相と位相ごとの有効電力 (kW)、無効電力 (kvar)、皮相電力 (kVA)
- 相ごとの電圧と電流の RMS (2 乗平均平方根、実効値)
- 力率
- ライン周波数

## 1.4 電力品質メータ、電力品質アナライザ

この単相 2 線式または分相 (単相 3 線式の 2 線使用) の ADC アーキテクチャは、**電気メータ**に使用される以外に、**電力品質アナライザ**、**電力品質メータ**、**EV チャージャ**、**AC チャージャ** (別名:ウォールボックス) にも適用されます。この最終製品は、電圧高調波、電流高調波、電源電圧ディップ、電源電圧スウェールなど何らかの電力品質パラメータを測定して、電力会社や製造企業が電力品質の監視と制御を行うために使用されます。どのような機器でも、電力品質パラメータを算出するには多くの計算が必要です。また、さまざまな電力品質パラメータの精度要件を満たすことが重要です。これは、スタンドアロンの ADC と、個別のホスト MCU または MPU デバイスを使用することで適切にサポートされるものであり、このデザインではこの方法を採用しています。

電力品質メータと電力品質アナライザで一般に測定されるパラメータとして、電圧と電流の高調波があります。システム設計者は、最も正確な高調波計算のために、コヒーレント サンプリングを実装する必要があります。コヒーレント サンプリングを実装する 1 つの方法は、商用電源の周波数に基づいてサンプリング クロックを変化させることです。このデザインのスタンドアロン ADC には、コヒーレント サンプリングをサポートするために、変動クロックを受け付ける機能があります。このデザインでは、スタンドアロン ADC へのクロックは可変ですが、ホスト MCU からスタンドアロン ADC へのサンプリング クロックを適切な精度の分解能で変化させられないため、コヒーレント サンプリングをサポートできません。

## 2 システム概要

### 2.1 ブロック図

TIDA-010944 のブロック図には、一相もしくは単相 (A 相と中性線、1P2W、スター接続) 構成、または分相 (単相 3 線式の 2 線使用) (A 相と B 相、2P2W、デルタ接続) 構成の 2 つの構成があります。

分相構成では、電圧は A 相と B 相の間で測定されます。これらの相には 180 度の位相差があります。

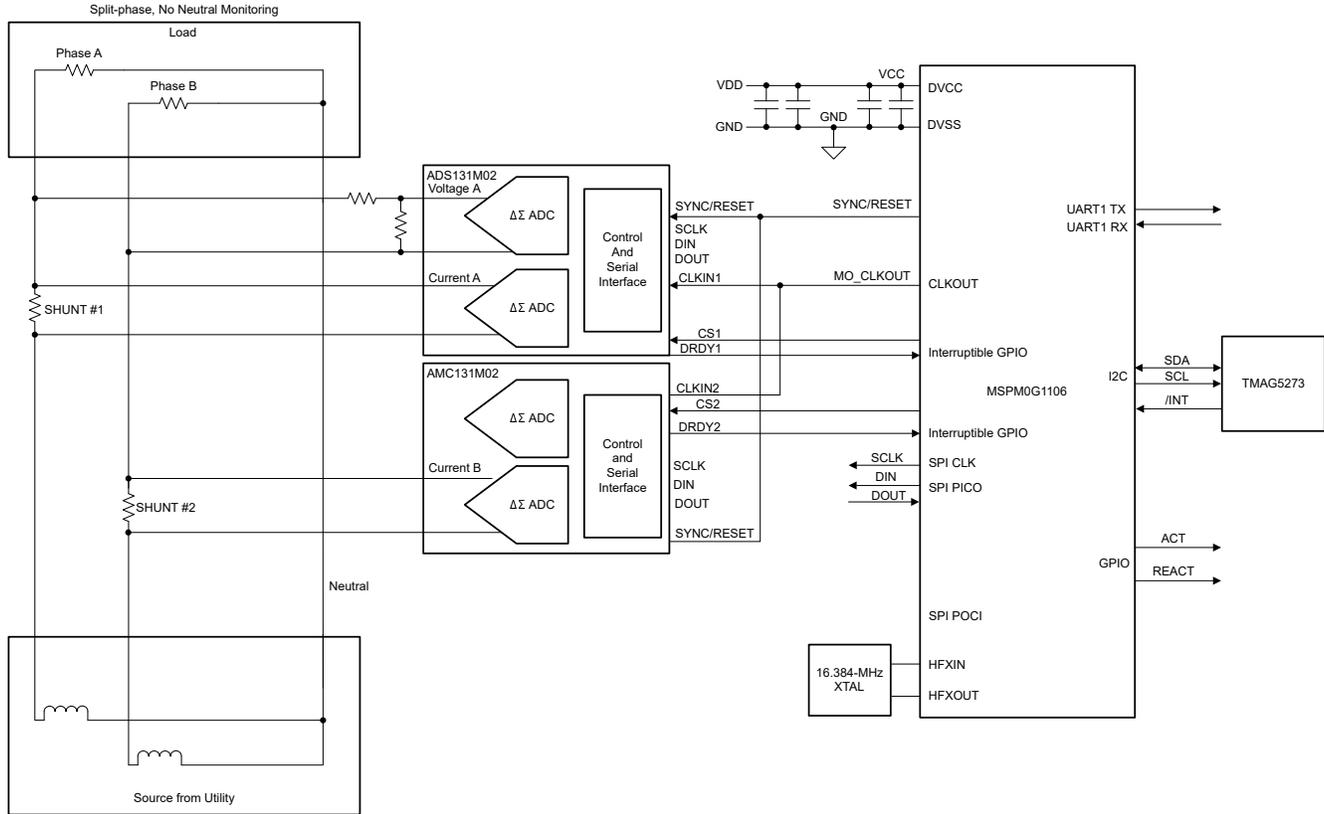


図 2-1. 分相のエネルギー測定構成

単相構成では、A 相 (またはライン) と中性線間の電圧と、A 相および中性線の 2 つの電流が直接測定されます。非絶縁型 ADS131M02 スタンドアロン ADC を使用して、A 相の電流と電圧を測定し、AMC131M03 は中性線を流れる電流のみを測定します。

2 つの相のそれぞれに個別のシャント センサを使用して電流を測定します。また、単純な分圧器を使用して A 相と中性線の間、または A 相と B 相の間の対応する電圧を低い電圧に分圧します。シャントの選択は、エネルギー測定に必要な電流範囲に基づいて行います。相ごとに最大電流 60A~120A を測定する必要があるとすれば、一般的な値は 150 $\mu\Omega$  ~200 $\mu\Omega$  です。

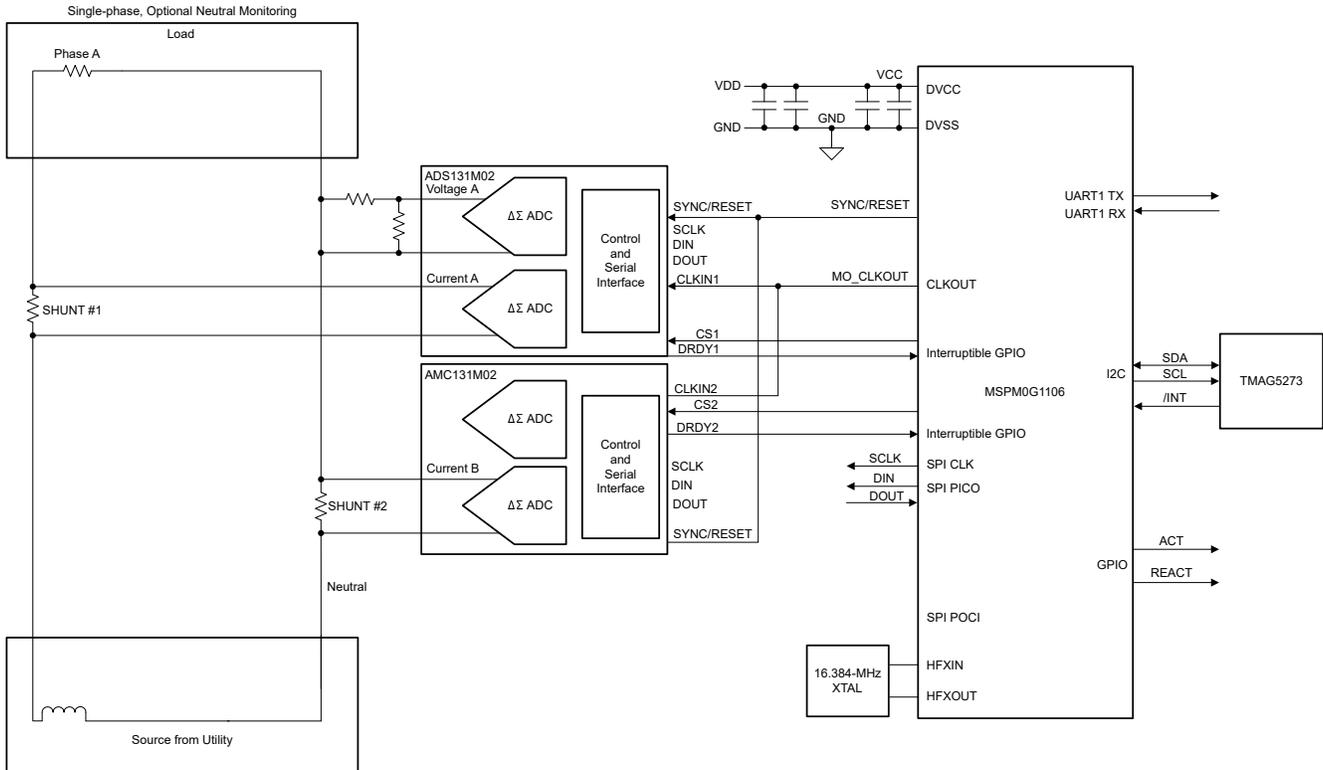


図 2-2. 中性線を含む単相のエネルギー測定

このデザインでは、1つの AMC131M03 デバイスおよび 1つの ADS131M02 デバイスが、次に示す方法で MSPM0+ MCU とやりとりします。

1. 外部 16.384MHz XTAL は、MSPM0G1106 の HFXIN ピンと HFXOUT ピンに信号を供給し、内部の 2 分周器を通過して、両方の ADC で共有される MO\_CLKOUT 信号を生成します。
2. AMC131M03 および ADS131M02 デバイスは、CLKIN 入力を 2 分周し、この分周されたクロックをデルタ シグマ変調クロックとして使用します。
3. SPI\_SCLK (SPU バス クロック) 信号 (SPI コントローラである MCU からの出力) は、同期 SPI データ転送を実現するために両方の ADC に入力されます。
4. SPI\_SCLK、PICO、POCI の各ラインは 2 つの ADC で共有されているので、すべての ADC が共通の SPI バスで同期して動作します。
5. 2 つの独立した CS ラインが使用されており、これらは MSPM0+ MCU の SPI ペリフェラルによって自動的に制御されます。
6. 新しい ADC サンプルの準備ができたとき、AMC131M03 および ADS131M02 デバイスは、DRDY1 および DRDY2 出力ピンをアサートし、新しいデータ サンプルが利用可能であることを MCU に通知します。
7. さらに MCU は、絶縁 RS232 ポートまたは J4 の非絶縁 UART 接続を使用して、PC GUI との通信も行います。
8. 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 設計の考慮事項

この 2 層 PCB では AMC131M03 を使用していますが、電流と電圧のみを測定する場合は、2 チャネルバージョンの AMC131M02 で十分です。AMC131M03 の 3 番目のチャンネルは、必要に応じてシャントセンサでの温度測定をサポートできます。

電圧チャンネル用の分圧抵抗の選択により商用電源電圧を分圧して、ADS131M02 デバイスの通常の入力範囲に適合するようにします。このスタンドアロン ADC はダイナミックレンジが広いのですが、電圧の測定に必要なダイナミックレンジはごく小さいので、電圧チャンネル ADC の入力から見た最大電圧がフルスケール電圧のごく一部になるように、電圧フロントエンド回路が意図的に選択されています。ADS131M02 の電圧入力チャンネルに供給される電圧を下げることで、電圧の

精度は低下しますが、電圧 ADC 精度よりも計測精度に実際の影響を及ぼす、電圧から電流へのクロストークが低減されるので、低電流でより正確なエネルギー測定が可能になります。

### 2.2.1 TMAG5273 リニア 3D ホール効果センサによる磁気改ざん検出

電気を盗む一般的な非侵襲的方法の 1 つは、強力な永久磁石または AC 磁界を電気メーターの近くに配置し、メーターを改ざんすることです。永久磁石または AC 磁界は、トランス電流センサ、シャント電流センサ (シャントは AC 磁石のみの影響を受けます)、電源トランスなどのメータのコンポーネントに影響を及ぼす可能性があります。これらのコンポーネントは磁気改ざんに弱いので、電力会社の顧客が消費したエネルギーに対して、請求される料金が少なすぎ、結果として消費者は電気を盗むことができます。

メータは磁気改ざんを受けやすいので、電気メータでは多くの場合、磁気センサを使用して外部の磁界を検出し、メータへのサービスを切断する、または磁気改ざんに対して罰金を科すなど、適切な対応が行われます。この設計では、TMAG5273 リニア 3D ホール効果センサで磁気改ざん検出を行います。このセンサには、他の磁気センシング デバイスや設計と比較して、以下のような利点があります。

- **組み立てが簡単:** ホール効果センサは、一般的にリード スイッチと比べて丈夫です。リード スイッチは組み立て中に破損することがあります。
- **必要な表面実装 IC は 1 つだけ:** TMAG5273 を使用して 3 方向のセンシングを行う場合、1D ホール効果センサなら 3 つの表面実装 IC が必要ですが、3D リニア ホール効果センサなら 1 つで十分です。したがって、3D リニア ホール効果センサを使用すると、よりコンパクトなプリント基板 (PCB) レイアウトを実現できます。さらに、1D ホール効果センサの実装では、方向のいくつかの検出にスルーホール センサが必要な場合があるのに比べて、表面実装のみの場合は PCB の製造コストを低減できます。
- **磁気改ざんスレッシュホールドを柔軟に定義:** 3D リニア ホール効果センサは、実際に検出された磁束密度値に関する情報を提供するため、各軸の磁気改ざんスレッシュホールドは、3D リニア ホール効果センサの磁気センシング範囲に含まれる任意の値に設定できます。これにより、何が改ざんなのかの定義を変更できます。検出される磁束密度は、磁石からセンサまでの距離や、検出対象となる外部の磁石の性質によって異なるため、この定義は設計ごとに異なります。磁気動作ポイント ( $B_{OP}$ ) スレッシュホールドが固定のホール効果スイッチでは、このような柔軟な定義は行えません。磁気計算ツールを使用して、磁石からセンサまでの距離や、検出対象の磁石の種類ごとに、検出される磁束密度を判定し、磁気改ざんスレッシュホールドの適切な定義を見つけることができます。その後、所定の改ざん条件にさらされたときセンサで検出される磁束密度より低い値に、磁気スレッシュホールドを設定します。スレッシュホールドは通常、磁気改ざんを検出できるよう十分に小さく、しかしメーターの機能に影響しない磁気を発生させる近くの機器によりシステムの誤検出が起きないように、十分に大きな値に設定することが望まれます。磁石とセンサの間の距離は、PCB 上のどこにセンサが配置されているかと、e メーターのケースの寸法によって異なります。システムが小さい場合、基板の中央付近に磁気センサを配置すると、メータのケース全体にわたって対称的なセンシングを行えます。または、磁気改ざんの影響を受ける部品の近くに配置することも可能です。特定の多相メーターのような大きいシステムでは、1 つの磁気センサでメータの表面全体にわたる改ざんを検出できない場合があります。このような場合、PCB 上に複数の 3D ホール効果センサを互いに離れた場所に配置すると、広いセンシング領域をカバーできます。TMAG5273 には 4 セットの注文可能デバイスがあり、工場出荷時に異なる I2C アドレスがプログラムされているため、複数のデバイスが同じ I2C バスを共有できます。
- **複数のデバイス電力モードを切替可能:** TMAG5273 は、システムの消費電流の低減が求められるどうかに応じて、複数の電力モード間の切り替えをサポートしています。TMAG5273 には、測定用のアクティブ モード、消費電流を最小化するスリープ モード、およびアクティブ モードとスリープ モードを自動的に切り替えるデューティ サイクル モードがあります。電気メーターのさまざまな電力モードでの代表的な使用事例を以下に示します。
  - アクティブ モードは測定に使用され、最も消費電力の大きいモードです。アクティブ モードが一般的に使用されるシナリオの例は、商用電源が利用可能で、メータが AC/DC 電源で動作している場合です。TMAG5273 のアクティブ モード消費電流 (2.3mA) は比較的多いものですが、AC/DC 電源で動作しているときは無視できます。
  - デューティ サイクル モードでは、デバイスは測定を行ってから、ユーザーが指定した時間だけ自動的にスリープ状態になります。デューティ サイクル モードは、消費電流を抑えながら磁気改ざんを検出するとき、たとえばバックアップ バッテリーで動作しているときに低速で磁気改ざんの検出が必要なときなどに適しています。デューティ サイクル モードで平均消費電流を低減するには、長いスリープ時間を選択します。スリープ時間を選択するとき、スリープ時間は磁気測定に求められる応答時間よりも短く設定します。たとえば、ウェークアップとスリープ モードを使用して 2ms ごとに磁気改ざんを検出するには、スリープ時間を 1 秒ではなく 1ms に設定します。
  - スリープ モードでは、デバイスは磁気測定を行いません。ウェークアップおよびスリープ モードの代わりに、MCU がセンサをスリープ モードに設定し、目的のスリープ時間が経過した後にセンサをウェークアップするように設定す

ることもできます。この方法を使用すると、MCU のオーバーヘッドは増えますが、MCU にウェークアップおよびスリープモードがあり、そのサイクルごとに MCU が TMAG5273 を再構成できるなら、システム全体では消費電流を減らせることがあります。システムが、バックアップ バッテリーで動作しているときは磁気改ざんを検出する必要がないなら、バッテリーで動作しているときは TMA5273 を単にスリープモードに移行してシステムの消費電流を減らし、システムが AC/DC 電源で動作できるようになったときアクティブモードに戻すことが可能になります。

- 磁気改ざんが検出されたときの GPIO ピンの割り込み (デバイスによって異なる):** TMAG5273 には、いずれかの軸で検出された磁束密度がユーザー定義の磁気スイッチング スレッショルドを超えたとき、割り込みピンをセットする機能があります。ユーザーは、改ざんを検出するため、割り込みの磁気スイッチングポイントを、目的の磁気改ざんスレッショルドに設定できます。ホール効果センサの割り込みピンを使用して、MCU が低消費電力モードのときにマイクロコントローラをウェークアップでき、マイクロコントローラはホール効果センサを読み取って磁気改ざんを判定する必要がないため、バックアップ電源で動作しているときは、ホール効果センサの割り込みピンでウェークアップされるまで、MCU を低消費電力モードに移行できます。汎用入出力 (GPIO) ピン割り込み機能とデューティ サイクル電力モードを併用すると、システムの消費電流を低減し、バックアップ電源の寿命を延長できます。ホール効果センサの GPIO ピンによってマイクロコントローラがウェークアップされたら、MCU は割り込みを引き起こした磁界読み取りの検出値を取得してから、GPIO 割り込みによるウェークアップおよびスリープモードを再度イネーブルできます。
- AC 磁界の検出:** AC 磁界は、電流トランスに影響を及ぼすだけではありません。AC 磁界はシャントおよび Rogowski コイルの電流センサにも影響を及ぼします。AC 磁界を検出するには、リニア 3D ホール効果センサも使用できます。[図 2-3](#) に示すように、AC 磁界を検出するには、実効サンプリング期間が十分に速く、スリープ時間が十分に短くて、AC 磁界の波形のサイクルに沿って十分な数のサンプルを正しくキャプチャする必要があります。実効サンプリング期間は、1 セットのサンプルを取得するために必要な時間に対応しており、デバイスの内部サンプリングレートによって異なります。リニア ホール効果センサでは、実際に検出された磁束密度の情報が得られるため、センサは低サンプルレートのホール スイッチよりも AC 磁界をよりの確に検出できます。

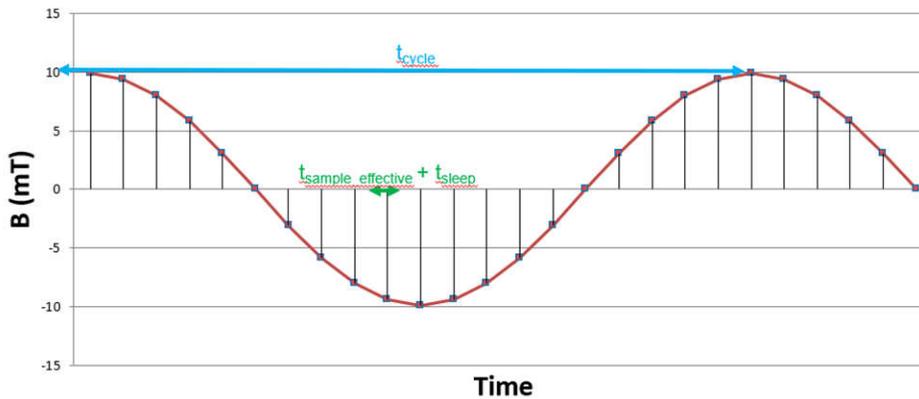


図 2-3. AC 磁界の検出

## 2.2.2 スタンドアロン ADC のアナログ入力

この設計のアナログ フロント エンドは、3 つのチャンネル コンバータを内蔵した 1 つの **AMC131M03** 24 ビット絶縁型デルタシグマ スタンドアロン ADC と、2 つのチャンネルを内蔵した 1 つの **ADS131M02** 24 ビット非絶縁型 ADC で構成されています。各チャンネルのアナログ入力は差動であり、ピンの入力電圧が特定のレベルを超えないようにする必要があります。この入力電圧仕様を満たすために、電流入力および電圧入力は、商用電源から分圧する必要があります。

## 2.2.3 電圧測定のアナログ 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。図 2-4 に、この電圧スケールングに使用するアナログ フロント エンドを示します。J2 では、A 相と中性線の間 (単相 2 線式、すなわち 1P2W)、または A 相と B 相の間 (分相 (単相 3 線式の 2 線を使用)、すなわち 2P2W) に電圧が印加されます。

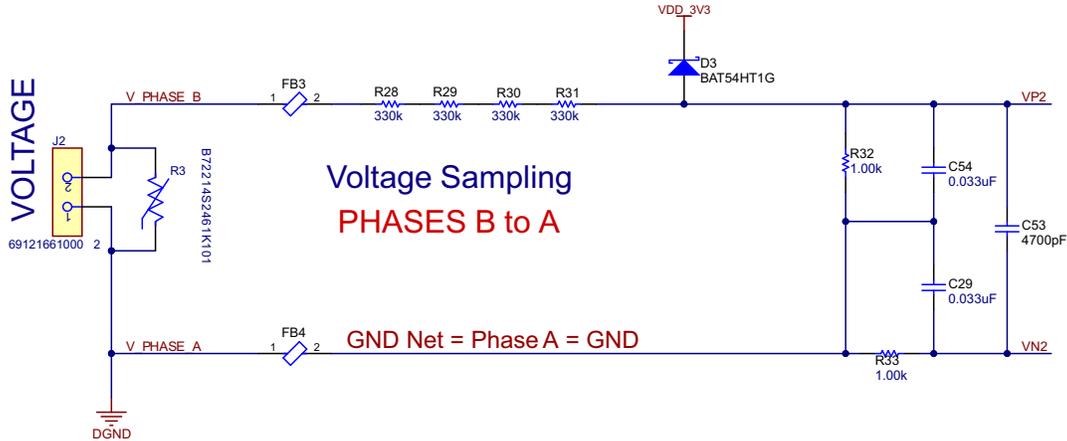


図 2-4. 電圧入力用のアナログ フロント エンド

電圧入力のアナログ フロント エンドは、分圧回路 (R28、R29、R30、R31) と、RC ローパス フィルタ (R32、R33、C54、C29) および C53 を備えています。

電流が小さい場合、電圧から電流へのクロストークは、電力オフセットのキャリブレーションを行わなければ、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。これらの低電流時の精度を最大化するため、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。

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

この式と、式 1 で選択した抵抗の値に基づいて、(ラインと中間の間で測定される) 商用電源電圧が 120V なら、電圧 ADC への入力信号の電圧スイングは  $\pm 128.56\text{mV}$  ( $90.90\text{mV}_{\text{RMS}}$ ) です。

(電力線と中性線との間で測定される) 商用電源電圧が 230V であれば、フロントエンド回路に 230V を入力すると、 $\pm 246.42\text{mV}$  ( $174.24\text{mV}_{\text{RMS}}$ ) の電圧スイングが発生します。 $\pm 128.56\text{mV}$  と  $\pm 246.42\text{mV}$  の電圧範囲はどちらも、ADS131M02 で検出可能な  $-1.3\text{V} \sim +2.7\text{V}$  の範囲内にあります。

## 2.2.4 電流測定のアナログフロントエンド

図 2-5 では、電流入力のアナログフロントエンドは、電圧入力のアナログフロントエンドとは異なることを示しています。

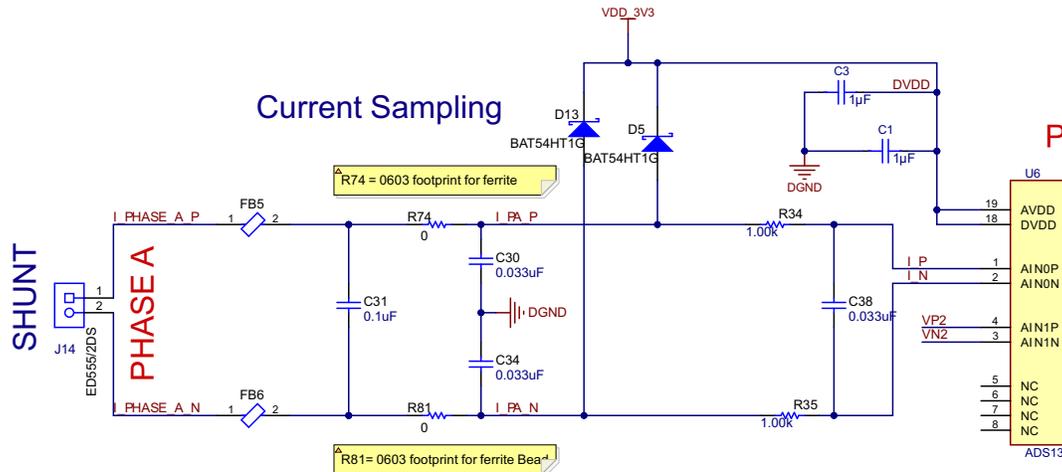


図 2-5. 電流入力のアナログフロントエンド

シャントセンサからの正および負のリード線は、ヘッダ J14 のピン 1 および 2 に接続されています (A 相の場合)。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 (FB5 と FB6)、アンチエイリアスフィルタとして機能する 2 段ローパスフィルタ (R74、R81、C30、C34 および R34、R35、C38) のフットプリントで構成されます。

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。

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

シャントの値を  $150\mu\Omega$  と仮定すると、メータの最大電流定格 (100A) が適用されたとき、電流 ADC への入力信号の電圧振幅は  $\pm 21.21\text{mV}$  になります。ゲイン = 32 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  $\pm 37.5\text{mV}$  の範囲内に十分収まります。『AMC131M03 3 チャンネル、64kSPS、同時サンプリング、24 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。

## 2.3 主な使用製品

### 2.3.1 AMC131M03

AMC131M03 は、高精度、3 チャンネル、データ / 電力絶縁型、同時サンプリング、24 ビット、デルタシグマ ( $\Delta\Sigma$ ) A/D コンバータ (ADC) です。

AMC131M03 は、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るため、エネルギーメータおよび電力計測アプリケーション向けの設計になっています。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。

AMC131M03 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 V 0884-11 および UL1577 に準じて認証されています。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、AMC131M03 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アプリケーションに最適です。

絶縁された 3 つの同時サンプリング  $\Delta\Sigma$  ADC チャンネルは、差動入力を備えており、DC/DC コンバータ内蔵、 $-40^\circ\text{C}$  ~  $+125^\circ\text{C}$  の温度範囲、単一電源動作 (3.3V または 5V) を特長としています。このデバイスは低 EMI に最適化されており、CISPR-11 および CISPR-25 規格に適合しているほか、以下に示す安全関連認証を取得しています。DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17):2021-10 に準拠した強化絶縁耐圧: 7070V<sub>PEAK</sub> UL 1577 に準拠した絶縁耐圧: 5000V<sub>RMS</sub> (1 分間)。

プログラム可能なデータレートは最大 **64ksps**、プログラム可能なゲインは最大 **128** で、低ドリフトの内部基準電圧と内部温度センサが搭載されています。データおよびレジスタは、巡回冗長検査 (CRC) 付きの **4 線式 SPI** によってアクセスされます。

**3 番目の入力チャンネル**が必要ない場合 (たとえば、**1% 精度の 100kΩ リニア サーミスタ TMP63** を使用した温度測定)、非常に類似した **AMC131M02 2 チャンネルデバイス**をコスト効率の優れた代替品として使用できます。

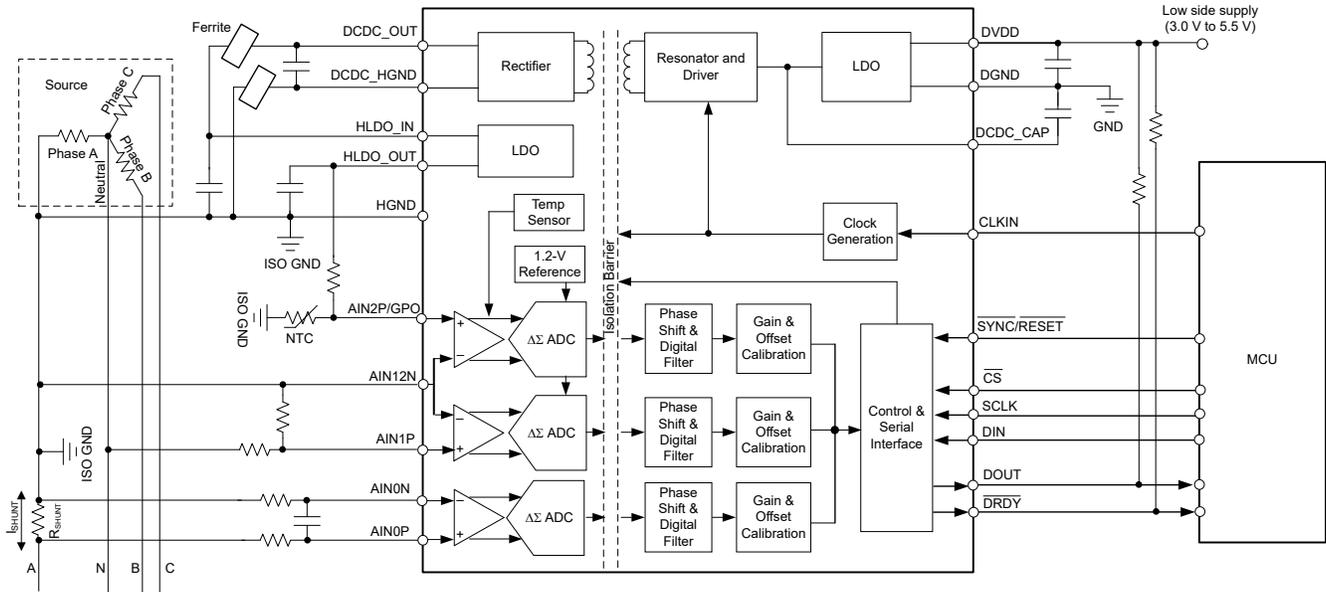


図 2-6. AMC131M03 の機能ブロック図

### 2.3.2 ADS131M02

**ADS131M02** デバイスは、**2 チャンネル**、同時サンプリング、**24 ビット**、**2 次デルタ シグマ ( $\Delta\Sigma$ ) A/D コンバータ (ADC)** です。広いダイナミックレンジを持ち、内部キャリブレーション機能があるため、電力量測定、電力品質確保、保護の用途に適した設計になっています。**ADC** 入力を分圧抵抗回路や変圧器に直接接続して電圧や電流を測定でき、**Rogowski** コイルに接続して電流を測定することもできます。

個々の **ADC** チャンネルは、センサ入力に応じて個別に構成可能です。低ノイズのプログラマブル ゲイン アンプ (**PGA**) により、**1~128** の範囲のゲインで低レベルの信号を増幅できます。また、これらのデバイスにはチャンネル間位相アライメントレジスタ、オフセットおよびゲイン キャリブレーション レジスタが内蔵されており、信号チェーンの誤差を除去するのに役立ちます。本デバイスには低ドリフトの **1.2V** 基準電圧が内蔵されているため、プリント基板 (**PCB**) の面積を削減できます。データ入力、データ出力、レジスタ マップについて個別に巡回冗長検査 (**CRC**) オプションを有効にすることで、通信の整合性を確保できます。このデバイスのブロック図を、**図 2-7** に示します。

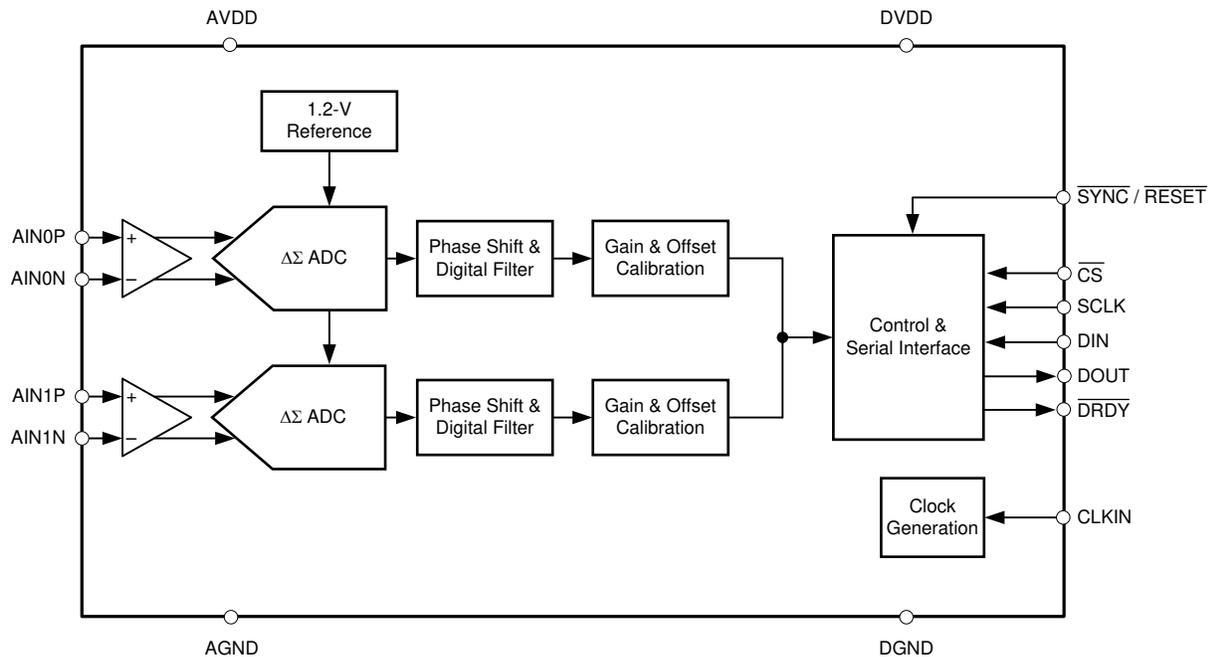


図 2-7. ADS131M02 の機能ブロック図

### 2.3.3 MSPM0G1106

MSPM0G デバイスファミリには、Arm 32 ビット Cortex-M0+ CPU が内蔵されており、この CPU にはメモリ保護ユニットが搭載され、最高 80MHz のクロック周波数で使用でき、2 つの SPI が内蔵され、その 1 つは最大 32Mbit/s をサポートしています。エネルギー計算を実行するためのその他の関連ペリフェラルとして、カレンダー機能付きのリアルタイムクロック (RTC)、CRC-16 または CRC-32 のハードウェア モジュール、4 つの UART、速度 1Mbit/s の 2 つの I2C、最大 60 の GPIO があります。

このデザインの MSPM0+ MCU は、4 つの 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、基板上の絶縁 RS-232 または絶縁 RS-485 回路で 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。

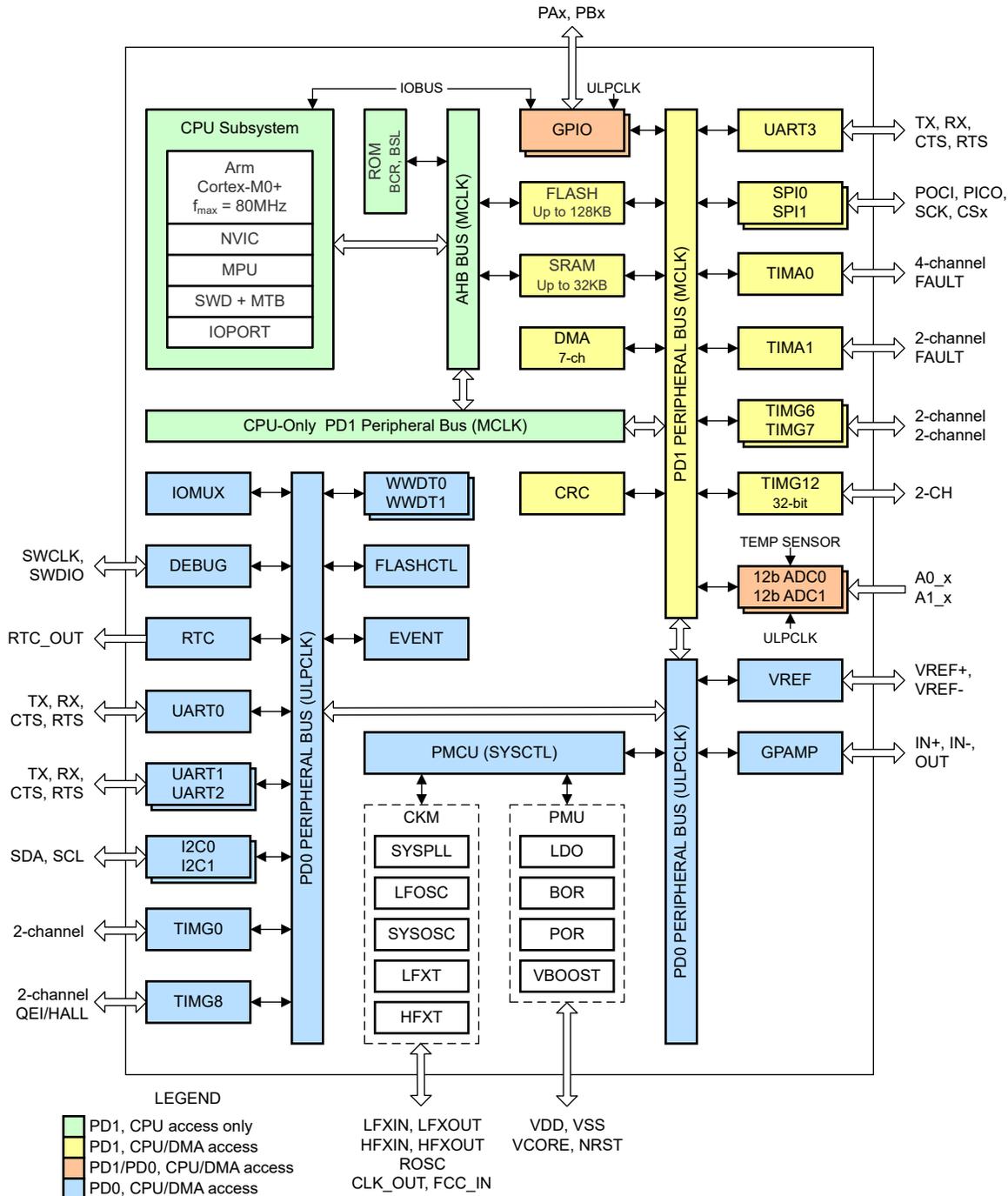


図 2-8. MSPM0G1106 の機能ブロック図

### 2.3.4 TMAG5273

TMAG5273 は、幅広い産業用およびパーソナル エレクトロニクス アプリケーション向けに設計された低消費電力のリニア 3D ホール効果センサです。このデバイスは X、Y、Z 軸に 3 つの独立したホール効果センサを内蔵しています。高精度アナログ信号チェーンと 12 ビット A/D コンバータにより、磁界のアナログ測定値をデジタル値に変換します。I2C インターフェイスは、いくつもの動作 VCC 範囲に対応するとともに、低電圧マイクロコントローラとのシームレスなデータ通信を行います。このデバイスには温度センサが内蔵されており、特定の磁界における熱履歴の確認または温度補償の計算など、各種システム機能に利用できます。TMAG5273 は、I2C インターフェイスを使用して、磁気軸と温度測定の自由な組み合わせに構成できます。さらに、このデバイスは各種の電力オプション (ウェークアップおよびスリープ モードを含む) を設定できるため、設計者はシステムレベルのニーズに基づいてシステムの消費電力を最適化できます。複数のセンサ変

換方式と SPI 読み取りフレームにより、スループットと精度を最適化できます。専用の INT ピンは、低消費電力のウェークアップおよびスリープモード時にシステム割り込みとして使用でき、マイクロコントローラが新しいセンサ変換をトリガするためにも使用できます。超低消費電力は、2.3mA のアクティブモード電流、1 $\mu$ A のウェークアップ電流、わずか 5nA のスリープモード電流で定義されています。

TMAG5273 は、1.7V~3.6V の電源電圧、-40°C~+125°C の温度範囲、最高 1MHz の I2C クロック速度で動作します。

- TMAG5273 は、電気メータ向けのリニア 3D ホール効果センサです。
- TMAG5273 は、工場出荷時に 4 つの異なる I2C アドレスがプログラムされています。また、このデバイスは、ユーザーが構成可能な I2C アドレスレジスタを変更することにより、追加の I2C アドレスにも対応できます。
- TMAG5273 での X、Y、Z 方向の定義を 図 2-9 に示します。

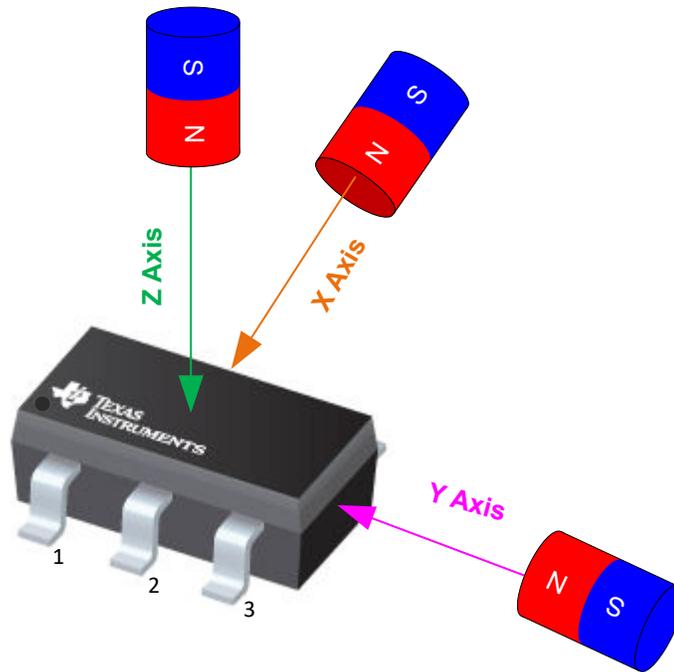


図 2-9. 磁界方向の定義

### 2.3.5 ISO6731

PC への RS-232 接続を絶縁するため、このリファレンス デザインの絶縁型 RS-232 の部分は、光アイソレータよりも本質的に寿命が長い容量性ガルバニック絶縁を使用しています。特に、産業用デバイスは通常、消費者向け電子機器よりはるかに長い期間使用を強いられるため、15 年以上にわたって効果的な絶縁を維持することが重要です。

ISO6731 デバイスは、UL 1577 準拠で最高 5000V<sub>RMS</sub> の絶縁定格を必要とするコスト重視のアプリケーション用に設計された、高性能な 3 チャンネル デジタル アイソレータです。デバイスは VDE、TUV、CSA、CQC 認定も取得しています。ISO6731 デバイスは、CMOS または LVCMOS デジタル I/O を絶縁しながら、低消費電力で高い電磁耐性と低い放射を実現します。各絶縁チャンネルは、テキサス・インスツルメンツの二酸化ケイ素 (SiO<sub>2</sub>) の二重容量性絶縁バリアで分離された、ロジック入力および出力バッファを備えています。このデバイスにはイネーブルピンがあり、対応する出力を高インピーダンスに移行して、マルチホスト駆動アプリケーションに使用できます。

この ISO6731 デバイスには、2 本の順方向チャンネルと 1 本の逆方向チャンネルがあります。入力電源または入力信号が失われた場合、デフォルト出力は、接尾辞 F のないデバイスでは High、接尾辞 F のあるデバイスでは Low です。このデザインでは、2 つの絶縁チャンネルを RS-232 通信モードの TX および RX に使用しています。このチップは 50Mbps の信号速度をサポートし、1.71V~1.89V および 2.25V~5.5V の電源、-40°C~+125°C の範囲の温度で動作します。

### 2.3.6 TRS3232E

RS-232 規格と正しく接続するには、基板上の 3.3V ドメインとポートの 12V との間で変換を行う電圧変換システムが必要です。この変換を容易に行うために、このデザインでは、TRS3232E デバイスを使用します。これにより、3.3V DVCC のみで、チャージポンプシステムを介して RS-232 ポートの高電圧信号を駆動できます。

TRS3232E デバイスは 2 つのラインドライバ、2 つのラインレシーバ、1 つのデュアルチャージポンプ回路で構成されており、 $\pm 15\text{kV}$  のピン間 (シリアルポート接続ピン、GND を含む) ESD 保護機能を備えています。このデバイスは、TIA/EIA-232-F (米国電気通信工業会および米国電子工業会) の要件を満たし、非同期通信コントローラとシリアルポートコネクタの間の電氣的インターフェイスとして機能します。チャージポンプと 4 つの小さな外付けコンデンサにより、3V~5.5V の単一電源で動作できます。本デバイスは最大 250kbps/s のデータ信号速度、最大 30V/ $\mu\text{s}$  のドライバ出力スlewレイトで動作します。

### 2.3.7 TPS709

絶縁境界のデータ端末機器 (DTE) 側と RS-232 チャージポンプに電力を供給するには、2 つの選択肢があります。インターフェイスとしては、絶縁型電源を実装するか、RS-232 ラインから電力を取得するかのどちらかです。電源を搭載すると、システムのコストと複雑さが増大し、低コストのセンシングアプリケーションでは許容困難です。

このリファレンスデザインでは、RS-232 ポート自体から電力を取得する 2 番目の方法を実装するために、ほとんどの組み込みアプリケーションでは無視されるフロー制御ラインを使用しています。RS-232 仕様 (ホストコンピュータまたはアダプタケーブルに適切に実装されている場合) では、ポートがアクティブのとき、送信要求 (RTS) およびデータ端末準備完了 (DTR) ラインを High に維持します。ホストが COM ポートを開いている限り、これら 2 本のラインは電圧を維持します。この電圧は、ドライバの実装によって 5V~12V の範囲で変動する可能性があります。この設計では、5V~12V で十分に使用できます。

この電圧はダイオードの配置を通過し、信号がピンに戻るのがブロックされます。この電圧によってコンデンサが充電され、エネルギーが蓄積されます。このコンデンサは、バリアとチャージポンプが瞬間的に許可される量よりも多くの電流を消費するとき、エネルギーを解放します。TPS70933 デバイスは、ライン電圧を、チャージポンプおよび絶縁デバイスの動作電圧まで下げるために使用されます。

TPS70933 リニアレギュレータは、電力に制約のあるアプリケーション向けに設計された、超低静止電流デバイスです。高精度のバンドギャップとエラーアンプにより、全温度範囲で 2% の精度を実現しています。静止電流がわずか 1 $\mu\text{A}$  なので、アイドル時の消費電力を最小限に抑える必要のある常時オンのバッテリー駆動システムに最適なソリューションです。これらのデバイスは、サーマルシャットダウン、電流制限、逆電流保護機能により安全性が強化されています。これらのレギュレータは、EN ピンを Low にすることでシャットダウンモードに設定できます。このモードでのシャットダウン電流は、150nA (標準値) に低下します。

### 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 デザインは、3.3V および GND を基板のコネクタ J8 に接続することにより電力を供給できます。

**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 XTAL 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)
- 外部 SPI フラッシュ メモリ デバイス用 SPI
- 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)
- TMAG5273 インターフェイス用 I2C
- 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-010944.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 16.384MHz XTAL 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。同じ外部 16.384MHz XTAL が 2 分周され、高い駆動能力を持つ GPIO ピンに出力されることで、M0\_CLKOUT の 8.192MHz 出力周波数が生成されます。
2. SPI バスは、両方の ADC の間で共有され、MCU には SPI コントローラが搭載されています。そのコントローラには、2 つの独立した  $\overline{CS}$  (チップ セレクト) ラインがあり、それぞれが 1 つの ADC に接続されています。SPI バスは、DMA をサポートする 19.968 または 13,312MHz のデータレートで動作し、1 つは送信用、もう 1 つは受信用の 2 つのチャンネルを使用します。SPI PICO および POCI データラインは共有され、一度に 1 つの  $\overline{CS}$  ラインのみがアクティブになるため、これらはシーケンシャルに駆動されます。M0+ MCU の SPI ペリフェラルからの SPI クロックは、両方の ADC に接続されています。
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 チャンネルを使用し、1 つは送信用、もう 1 つは受信用)。
4. 2 本の  $\overline{DRDY}$  ライン (各 ADC から 1 本) は、MSPM0+ MCU の 2 つの 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。すべての ADC を同時にトリガする 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-01044 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. TMAG5273 3D ホール センサ デバイスを接続するために、I2C インターフェイスを使用して、MCU を I2C トランスミッタとします。
6. 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。
7. 両方の ADC と同期するクロックが必要なため、CLKIN 信号は 8.192MHz の M0\_CLKOUT 出力ピンに配線されます。

##### 3.1.1 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-010944 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-010944 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-010944 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 34,668 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
- 8,174 バイトの RAM メモリ

### 3.1.2 PC GUI 通信用の UART

MSPM0+ MCU は、このリファレンス デザインの J4 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。[『中国国家電網仕様に対する MSP430AFE253 テストレポート』](#) および [『MSP430I2040 を使用した単相および DC 組み込み計量 \(電力モニタ\)』](#) アプリケーションノートもご覧ください。

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、バケット長 (バ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。

### 3.1.3 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、共有 SPI バス上で MSPM0G1106 MCU と ADS131M02 および AMC131M03 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 は共有 SPI バスを介して両方の ADC から測定データを同時に受信します。最初の 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 チェックが成功した後、データ パケットを分解して A 相の電圧と電流の値が得られます。その後、AMC131M03 からの中性線のデータについても同様の処理が行われ、電流の値のみが得られます。

AMC131M03 は 15 バイトのパケットを転送しますが、ADS131M02 は 12 バイトのパケットを使用します。これは、それぞれ 3 個と 2 個のアナログ入力チャンネルを搭載しているためです。いずれかのアナログ チャンネルがイネーブルになっていない場合でも、そのチャンネルはデータを 0x00 00 00 (24 ビット形式) として報告できるため、イネーブルになっているチャンネルの数に関係なく、データ パケットの長さは変化しません。

### 3.1.4 ADC 設定

ADC131M03 および ADS131M02 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開始するたび、および [PC からのキャリブレーションと結果の表示](#) 計測キャリブレーション手順を実行するたびに行われます。

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 ハードウェア モジュールによって、2 つのチップ セレクト信号が自動的に High と Low にアサートされます)。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 ADS131M02 にシーケンシャルに送信してレジスタを構成した後、AMC131M03 で以下に示すように初期化ステップを繰り返します。

- MODE レジスタの設定: 16 ビットの CCITT CRC を使用、ADS131M02 および 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  $\overline{DRDY}$  信号をアサート、変換値が利用できないとき  $\overline{DRDY}$  を High にアサート、変換値の準備ができたとき  $\overline{DRDY}$  を Low にアサート
- 電圧 + 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または A 相と B 相の間の電圧を測定。A 相と中性線または B 相の電流チャンネルの PGA ゲイン = 32。

- CFG レジスタの設定: 電流検出モードは、ADS31M02 では使用せず、AMC131M03 では非対応
- CH<sub>x</sub>\_CFG レジスタの設定 (x はチャンネル番号: 0、1、または 2)
  - 単相モード: 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 (ADS131M02 または AMC131M03 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、2 つの  $\overline{\text{DRDY}}$  ピンのいずれか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。

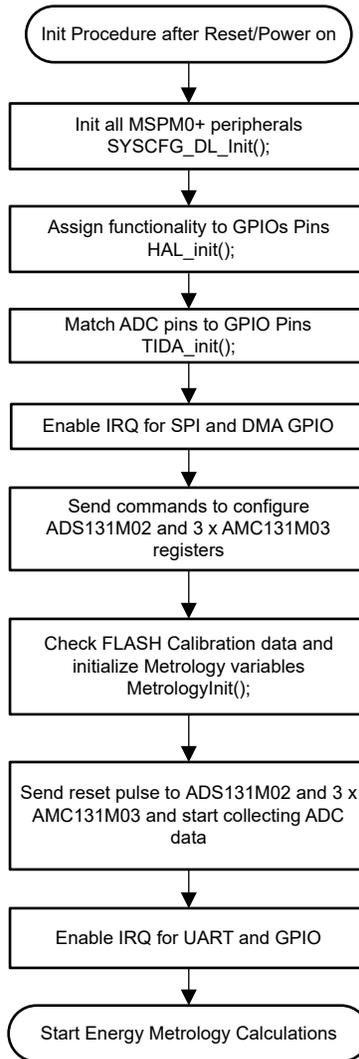


図 3-1. ADC 初期化手順

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 3 に、ADC のサンプリング周波数の定義を示します。

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

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
- $f_{\text{CLKIN}}$  は、ADS131M02 および AMC131M03 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、MSPM0+ MCU の M0\_CLKOUT 信号の周波数は 8.192MHz です。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。その結果、2 つの ADC の ADC 変調器のクロックは 4.096MHz に設定され、サンプルレートは毎秒 4000 サンプルに設定されます。

各相線と中性線間の電圧を測定する単相システムでは、相電圧と相電流を個別に測定するために、少なくとも 1 つの ADS デバイスが必要です。このデザインでは、単相および分相構成用のソフトウェアに対して、以下に示す ADC チャネルマッピングが使用されます。

- ADS131M02 (U6) の AIN0P および AIN0N → 電流 I1 (A 相電流)
- ADS131M02 (U6) の AIN1P および AIN1N → 電圧 V1 (A 相と中性線の間、または A 相と B 相の間の電圧)
- AMC131M03 (U2) の AIN0P および AIN0N → 電流 I2 (B 相電流)

### 3.1.5 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、デバイスをリセットした直後の MSPM0+ MCU のハードウェアとソフトウェアおよび ADS131M02 と AMC131M03 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。

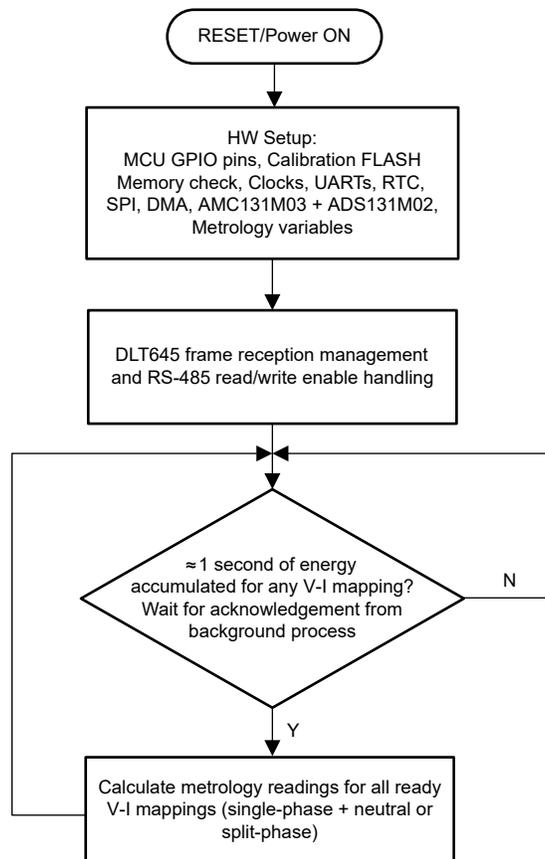


図 3-2. フォアグラウンド プロセス

初期化ルーチンには、MSPM0G3507 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、I2C クロック、CLK\_OUT ピン)
- 1 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
- ADS131M02 および AMC131M03 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 サイクル回数の間に累積された、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。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、皮相電力が計算されます。

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。セクション 3.1.6 の式によっ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、周波数 (Hz 単位) および力率も計算します。

フォアグラウンド プロセスは、サグ、スウェル、および瞬断状態のログ変数を更新するために使用される、1 サイクル  $V_{RMS}$  読み取り値の計算も行います。1 サイクルの  $V_{RMS}$  読み取り値は、負から正のゼロクロスが発生するたびにバックグラウンド処理によってトリガされます。新しい  $V_{RMS}$  の読み取り後、それに応じて以下の状態変数が更新されます。

- スウェル変数
  - **スウェル イベント:**この変数は、このデザインが最初にリセットされてから今までに発生したスウェル イベントの総数を記録します。スウェル イベントの開始は、1 サイクル RMS がユーザー定義のサグを上回ると発生します。スウェル スレッシュホールド イベントの終了は、1 サイクル RMS が、ユーザー定義のスウェル スレッシュホールドからユーザー定義のヒステリシス値を減算した値を下回ったときに発生します。
  - **最大スウェル値:**この変数は、現在進行中のスウェル イベント中に観測された最大 1 サイクル RMS 読み取り値です。スウェル イベントが現在発生していない場合、この変数は、以前に完了したスウェル イベント中の最大 1 サイクル RMS 読み取り値を表します。
  - **スウェル期間:**この変数は、現在進行中のスウェル イベント中のサイクル数を記録します。スウェルイベントが現在発生していない場合、この変数は以前に完了したスウェルイベントの持続期間を表します。
- サグ変数
  - **サグ イベント:**この変数は、このデザインが最初にリセットされてから今までに発生したサグ イベントの総数を記録します。サグ イベントの開始は、1 サイクル RMS がユーザー定義のサグスレッシュホールドを下回っていて、かつ、ユーザー定義の瞬断スレッシュホールドを上回っている場合に発生します。サグ イベントの終了は、1 サイクルの RMS が、ユーザー定義のサグ スレッシュホールドにユーザー定義のヒステリシス値を加算した値を上回ったときに発生します。
  - **最小サグ値:**この変数は、現在進行中のサグ イベント中に観測された最小 1 サイクル RMS 読み取り値です。サグ イベントが現在発生していない場合、この変数は、前回完了したサグ イベント中の最小 1 サイクル RMS 読み取り値を表します。
  - **サグ期間:**この変数は、現在進行中のサグ イベント中のサイクル数を記録します。サグ イベントが現在発生していない場合、この変数は以前に完了したサグ イベントの持続期間を表します。
- 瞬断変数
  - **瞬断イベント:**この変数は、このデザインが最初にリセットされてから今までに発生した瞬断イベントの総数を記録します。瞬断イベントの開始は、1 サイクル RMS がユーザー定義の瞬断スレッシュホールドを下回ったときに発生します。この瞬断スレッシュホールドはサグ電圧スレッシュホールドよりも低い値です。
  - **瞬断期間:**この変数は、現在進行中のサグ イベント中のサイクル数を記録します。サグ イベントが現在発生していない場合、この変数は、以前に完了した瞬断イベントの持続時間を表します。このデザインに電圧が印加されていない場合、この変数はインクリメントしません。これは、カウントするサイクルがないためです。しかし、電圧の欠損を瞬断イベントとしてカウントすることは可能です。

単相構成 (単相 2 線式) では、2 つの電圧から電流へのマッピングが存在し、それぞれの電圧から電流へのマッピングは、異なる電圧および電流チャネルのものです。具体的には、ライン A のライン-中性線間電圧測定とライン A の電流測定は、1 つのマッピングで互いに関連付けられており、ライン B の電流測定は、中性線電流監視 (電圧は関連付けられていません) に使用されます。

2 相構成 (単相 3 線式の 2 線使用) では 2 つの電圧 / 電流マッピングがあり、A 相と B 相の両方が ADS131M02 で測定された電圧を共有します。具体的には、ADS131M02 と AMC131M03 において、同じライン間電圧測定 (A 相と B 相の電圧間で 180 度のシフト) が、ライン A とライン B の電流測定にそれぞれ関連付けられています。

単純化のため、このドキュメントでも PC の GUI でも、それぞれの電圧から電流へのマッピングを相と呼びます。

### 3.1.6 数式

#### 3.1.6.1 標準計測パラメータ

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 7812.5Hz で取得されます。約 10 または 12 サイクル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、各相の電圧と電流の RMS 値を取得するために使用されます。

RMS、過電圧偏差、低電圧偏差の値は、以下に示す式で求められます。

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

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

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

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

ここで、

- $\text{ph} = \text{V-I}$  マッピングの計算 [すなわち、 $\text{V-I}_A (= 1)$   $\text{V-I}_B (= 2)$  および  $\text{V-I}_C (= 3)$ ]
- $V_{\text{ph}}(n)$  = 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。これは mV 単位です。
- $V_{\text{Nom}}$  = デザインの定義された公称電圧
- $i_{\text{ph}}(n)$  = 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。これは  $\mu\text{A}$  単位です。
- 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。

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

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

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

ここで、

- $V_{90,ph}(n) = 90^\circ$  シフトしたサンプル時  $n$  における電圧サンプル
- $K_{ACT,ph}$  = 有効電力のスケール係数
- $K_{REACT,ph}$  = 無効電力のスケール係数
- $P_{ACT\_offset,ph}$  = 他の電流から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
- $P_{REACT\_offset,ph}$  = 他の電流から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

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。

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

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

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

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 14 で Hz に変換します。

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

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 15 で計算されます。

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

### 3.1.6.2 電力品質の式

基本 RMS 電圧を計算するために、純粋な正弦波を生成し、入力電圧波形の基本波に厳密にロックします。生成された波形を使用して、基本電圧、基本有効電力、基本無効電力は次の式で計算されます。

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

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

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

ここで、

- $V_{\text{pure,ph}}(n)$  = 生成された純粋な正弦波の電圧サンプル、サンプル時  $n$  で取得
- $V_{90_{\text{pure,ph}}}(n) = V_{\text{pure,ph}}(n)$  を  $90^\circ$  シフトした結果として生じる波形の電圧サンプル、サンプル時  $n$  で取得
- $K_{V_{\text{fund,ph}}}$  = 基本電圧のスケーリング係数
- $K_{\text{ACT\_fund,ph}}$  = 基本有効電力のスケーリング係数
- $K_{\text{REACT\_fund,ph}}$  = 基本無効電力のスケーリング係数
- $V_{\text{fund\_offset,ph}}$  = 基本電圧の計算から減算するオフセット。これは mV 単位です。
- $P_{\text{ACT\_fund\_offset,ph}}$  = 基本有効電力の計算から減算するオフセット。これは mW 単位です。
- $P_{\text{REACT\_fund\_offset,ph}}$  = 基本無効電力の計算から減算するオフセット。これは mvar 単位です。

基本電圧、基本有効電力、基本無効電力を計算した後、基本電流と基本皮相電力を次の式で計算します。

$$I_{\text{fund,ph}} = \left( K_{i_{\text{fund,ph}}} \times \frac{\sqrt{P_{\text{ACT}_{\text{fund,ph}}}^2 + P_{\text{REACT}_{\text{fund,ph}}}^2}}{V_{\text{fund,ph}}} \right) - I_{\text{fund\_offset,ph}} \quad (19)$$

$$P_{\text{APP\_fund,ph}} = \sqrt{P_{\text{ACT}_{\text{fund,ph}}}^2 + P_{\text{REACT}_{\text{fund,ph}}}^2} \quad (20)$$

ここで、

- $K_{i_{\text{fund,ph}}}$  = 基本電流のスケーリング係数
- $I_{\text{fund\_offset,ph}}$  = 基本電流の計算から減算するオフセット。これは  $\mu\text{A}$  単位です。

基本電流と基本電圧を計算すると、電圧 THD と電流 THD も計算できます。このソフトウェアは、 $\text{THD}_{\text{IEC\_F}}$ 、 $\text{THD}_{\text{IEC\_R}}$ 、 $\text{THD}_{\text{IEEE}}$  という 3 つの異なる THD 計算方法に対応しています。さまざまな方法で電圧 THD ( $V_{\text{THD}}$ ) および電流 THD ( $I_{\text{THD}}$ ) を計算するために使用された式は、次のとおりです。

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

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

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

THD を正しく計算するには、THD の適切な計算方法を選択し、THD の測定に使用するすべての基準メーターがソフトウェアで選択した方法と同じ THD 法を使用していることを確認する必要があります。

### 3.1.7 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。

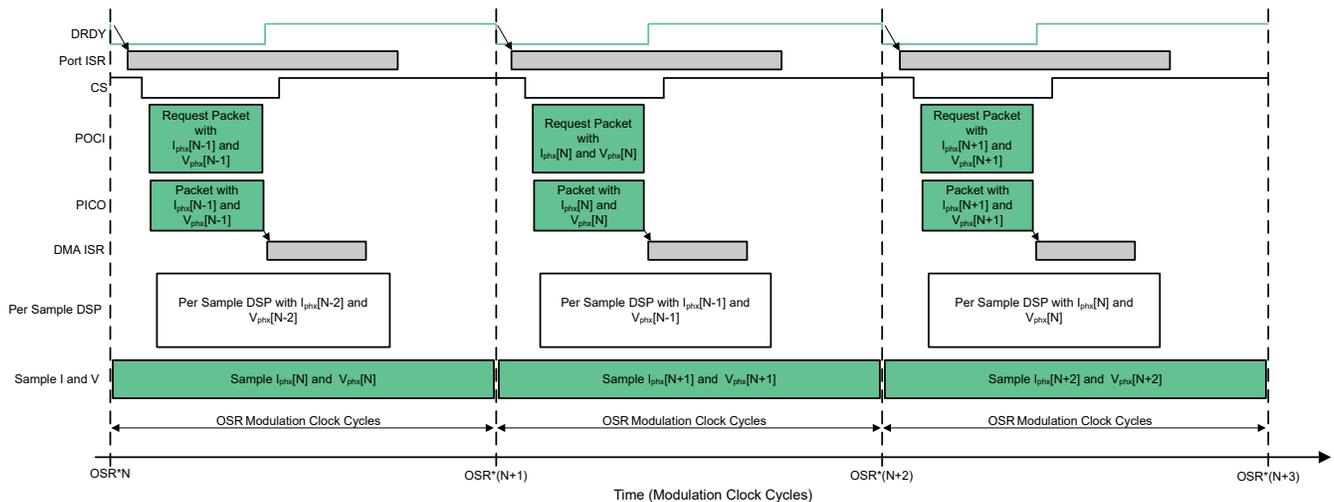


図 3-3. 電圧と電流のサンプリング イベント

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。データ転送は、次の 2 つのトランザクションで構成されます。サンプルは 12 バイトあって、ADS131M02 の 2 つのチャンネルのそれぞれに 3 バイトのデータが含まれています。その次に、15 バイトのデータがあります。このデータには、シャント用の 1 つのチャンネルのデータと、2 つの 0x00 00 00 データが含まれています。これは、AMC131M03 の残り 2 つのアナログ入力チャンネルで、ソフトウェアによって未使用かつ無効化されているチャンネルのデータです。

ADS131M02 および AMC131M03 デバイスからの最新の相電流および相電圧のサンプルが、N - 1 番目の電流および電圧のサンプル、すなわち  $I_{phx}[N - 1]$  および  $V_{phx}[N - 1]$  に対応していると仮定します。新しいサンプルの準備ができた時点で、ADS131M02 によって  $\overline{DRDY}$  ピンが Low にアサートされます。ADS131M02 の  $\overline{DRDY}$  ピンの立ち下がりエッジにより、MSPM0+ MCU で GPIO ポート割り込みが発生し、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。また、AMC131M03 は  $\overline{DRDY}$  ピン割り込みを発生させます。この割り込みは、ADS131M02 の SPI による読み出しが終了した直後に処理されます。

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。

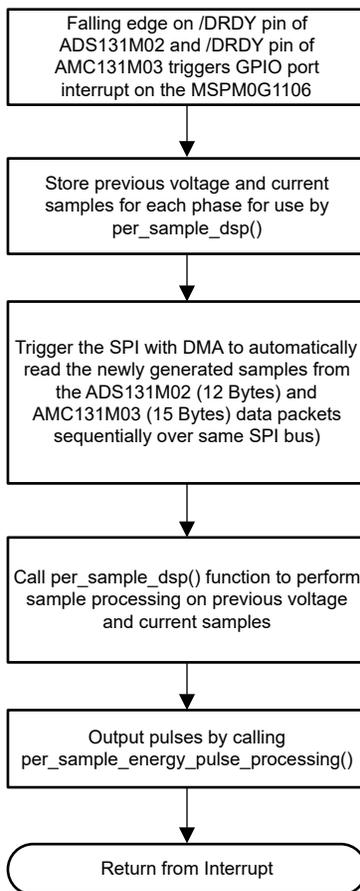


図 3-4. バックグラウンド プロセス

バックグラウンド プロセスでは、前回取得した電圧サンプル ( $V_{\text{phx}}[N - 2]$ ) と、前回取得した電流サンプル ( $I_{\text{phx}}[N - 2]$ ) が保存され、後から `per_sample_dsp()` 関数で使用できるようにします。この関数は、計測パラメータの計算に使用される中間ドット積の数量を更新します。

ADS131M02 および AMC131M03 から前回取得した電圧と電流のサンプルを保存した後、対応するチップ セレクト信号を Low にアサートし、ADS131M02 との通信がイネーブルされます。次に DMA が、ADS131M02 デバイスの最新の電流と電圧のサンプル ( $I_{\text{phx}}[N - 1]$  と  $V_{\text{phx}}[N - 1]$ ) に対するリクエストを送信し、ADS131M02 からのデータ パケット応答を受信するように構成されます。最新の ADC データ サンプル要求 (0x00 のダミー データ送信) および受信は、DMA モジュールによって自動的に行われます。

MSPM0+ MCU の DMA によって送信されるパケットと、DMA によって受信される ADS131M02 または AMC131M03 からの応答パケットを [図 3-5](#) に示します。送信および受信パケットには 4 つまたは 5 つのワードが含まれており、各ワードは 3 バイトの長さで、SPI バス上で 12 または 15 バイトの DMA トランザクションが発生します。DMA トランザクションで読み出されるのは、それぞれが 3 バイトのチャンネル 2 つだけですが、ADS131M02 のパケットは 12 バイト長であり、AMC131M03 は 15 バイトを必要とすることに注意してください。ファームウェアは、ADC デバイスの選択を自動的に処理し、ラウンドロビン方式でデータを読み取ります。これは、ファームウェアがパケットデータ長を含む各 ADC の DMA パラメータを更新し、各 ADC に対して正しい  $\overline{CS}$  ラインをアクティブにするためです。

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

図 3-5. ADS131M02 および AMC131M03 ADC サンプルリクエストパケット

ADS131M02 デバイスから ADC データを要求するとき、MSPM0+ MCU が送信する必要がある最初のワードはコマンドワードです。テストソフトウェアでは、ADS131M02 の設定を変更する必要はなく、標準的な ADC のサンプル読み出し時にレジスタを読み取る必要もないため、ADS131M02 に NULL コマンドが送信され、設計者はデバイスの状態を変更せずに ADS131M02 から ADC サンプルを取得できます。

NULL コマンドの実際のサイズは 16 ビットですが、24 ビットのワードが使用されるため、16 ビットコマンドの末尾に値 0x00 を追加してパディングする必要があります。したがって、送信される NULL コマンドワードの値は 0x00 00 00 です。MSPM0+ MCU がコマンドワードをシフトアウトすると同時に、MCU は前のパケットのコマンドワードに対する応答ワードをシフトインします。NULL コマンドに対する応答ワードは、STATUS レジスタの内容です。この設計では、STATUS レジスタの内容は使用されないため、ADS131M02 から受信された最初のワードは無視されます (ソフトウェアコードで処理されない)。

コマンドワードを書き込んだ後で、読み取る各バイトについてダミーの書き込みを行う必要があります。ADS131M02 デバイスからバイトを読み取るには、SPI クロックをイネーブルする必要があり、そのためにはダミーバイトの書き込みが必要です。ダミーバイトの書き込みごとに、SPI 送信レジスタに値 0x00 が書き込まれます。コマンドバイトの書き込み直後に 3 つのダミーバイトを書き込むと、MSPM0+ MCU は ADS131M02 のチャンネル 0 から、3 バイトの ADC 値を受信できます。次の 3 つのダミーバイトを書き込むとチャンネル 1 の ADC データが取得され、次の 3 つのダミーバイトを書き込むと CRC ワードが取得されます。CRC ワードは 24 ビットですが、実際の CRC は 16 ビットしかなく、24 ビットワードの最上位ビットに配置されています。このため、CRC ワードを解析するとき最後のバイトは必要ありません (ただし、ADS131M02 を適切に動作させるため、この 0 でパッドされたバイトのダミー書き込みは送信する必要があります)。

DMA が  $I_{\text{PHX}}[N - 1]$  パケットの全体を受信するたびに、DMA ISR が自動的に呼び出されます。ISR 内では、3 つのコマンドおよび ADC チャンネルデータワード (合計  $3 \times 3 = 9$  バイト) に対して CRC が計算されます。この CRC 計算は 2 つのモードで行うことができます。MSPM0G110 MCU の CRC モジュールを使用する方法と、memcpy() 関数を使用して 9 バイトの ADC データを CRC16 が自動計算される特別なメモリ領域に移動する方法です。

AMC131M03 からの SPI データを読み出した直後に、NULL コマンドと 3 チャンネルの 24 ビットデータ、および 0x00 バイトがパディングされた CRC16 を使用します。これで、AMC131M03 デバイスの現在のサンプル  $I_{\text{PHX}}[N - 1]$  の読み出しが完了し、CRC16 チェックサムもチェックされます。

CRC16 チェックの実装の詳細については、`ADS_verifyADSCRC()` および `AMC_verifyAMCCRC()` ルーチンを参照してください。`memcpy()` の実装は、バイト単位のフィードで CRC16 レジスタを使用するより約 5 倍も速く計算できるため、デフォルトで使用されます。CRC モジュールには 8 ビットまたは 16 ビットのデータをフィードできます。データは合計 9 バイトなので、CRC モジュールはバイトごとに更新されます。パケット全体で計算された CRC は、ADS131M02 から送信されたパケットで取得された CRC と比較されます。送信された CRC は、バイト 10 および 11 から解析されます (最後のバイト 12 は CRC16 のゼロパディングなので、この値は無視されます)。

計算した CRC と解析した CRC が等しい場合、CRC チェックは成功し、次に ADC データを解析して、N - 1 の時点での電圧および電流サンプルの値が得られます。各 ADC について、`crcPassCount` および `crcFailCount` という 2 つの変数を使用して、良好な CRC16 パケットと不良な CRC16 パケットをカウントします。解析された電圧と電流のサンプルは一時バッファに格納され、次の割り込みで `per_sample_dsp()` 関数が呼び出されたとき、この情報が使用されます。DMA を介した SPI 転送が終了すると、 $\overline{CS}$  (チップ セレクト) ラインが自動的に MSPM0+ MCU から再び High になり、次の電流サンプル読み取りの準備ができる前に AMC131M03 の通信が正しくリセットされます。

最新の電流および電圧サンプル  $I_{\text{phx}}[N - 1]$  および  $V_{\text{phx}}[N - 1]$  を DMA チャネルを使用して MSPM0+ MCU に転送すると同時に、ADS131M02 は次の電圧 ( $V_{\text{phx}}[N]$ ) および電流サンプル ( $I_{\text{phx}}[N]$ ) を既にサンプリングしています。一方、テストソフトウェアは、ADS131M02 および AMC131M03 から取得した以前の電圧 ( $V_{\text{phx}}[N - 2]$ ) と電流サンプル ( $I_{\text{phx}}[N - 2]$ ) に対して、サンプル単位の処理を実行します。このサンプルごとの処理を使用して、計測パラメータの計算に使用される中間ドット積の数量を更新します。サンプル処理の後、バックグラウンド プロセスは、エネルギー比例パルスの計算および出力のために `per_sample_energy_pulse_processing` を使用します。

`per_sample_energy_pulse_processing` が完了すると、テストソフトウェアはポート ISR を終了します。

要約すると、1 つの  $\overline{DRDY}$  サイクルには 2 つの SPI 読み取りデータ サイクルがあり、まず ADS131M02 デバイスが読み出され、次に AMC131M03 が読み出されます。これら 2 つの SPI トランザクションの唯一の違いは、ADS131M02 には 2 つのチャンネルがあり、AMC131M03 には 3 つのチャンネルがあることです。したがって、SPI データ パケットの長さは合計 12 バイトまたは 15 バイトになります。

### 3.1.8 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 3-6 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。

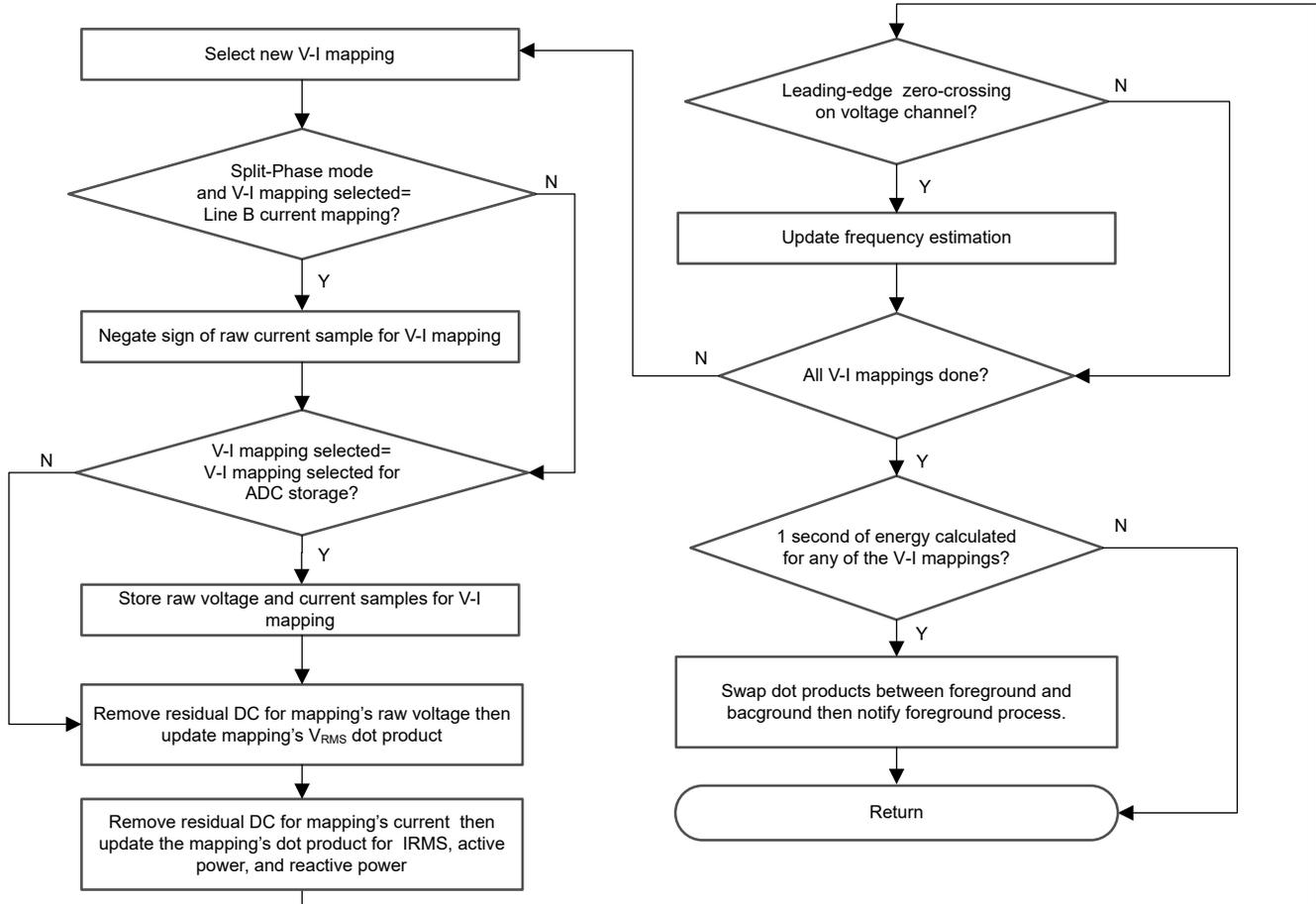


図 3-6. `per_sample_dsp()` 関数

`CYCLES_PER_COMPUTATION` のサイクル数 ( $F_{NOM} = 50\text{Hz}$  の場合は 10 サイクル、 $F_{NOM} = 60\text{Hz}$  の場合は 12 サイクル) にわたって累算された後、バックグラウンド プロセスは、フォアグラウンド関数をトリガして、RMS 電圧と電流の最終値、有効電力、無効電力、皮相電力、有効エネルギー、無効エネルギー、皮相エネルギー、周波数、力率、基本電圧、基本電流、基本有効電力、基本無効電力、基本皮相電力、低電圧偏差と過電圧偏差、電圧 THD と電流 THD を計算します。ソフトウェアには、2 組のドット積があります。どの時点でも、一方がフォアグラウンドで計算に使用され、もう一方はバックグラウンドで作業用セットとして使用されます。バックグラウンド プロセスで十分なサンプルが得られた後、プロセスは 2 つのドット積を交換し、フォアグラウンドはバックグラウンド プロセスで計算された、新たに取得されたドット積を使用し、バックグラウンド プロセスは新しい空のセットを使用して、次のドット積のセットを計算します。

電圧チャンネルに立ち上がりエッジ ゼロクロス (- から + への電圧遷移) が存在する場合、`per_sample_dsp()` 関数は、対応する相の周波数 (サイクルあたりのサンプル数) を更新し、1 サイクルの  $V_{RMS}$  読み取り値のフォアグラウンドでの計算をトリガする役割も果たします。この 1 サイクルの  $V_{RMS}$  読み取り値は、`CYCLES_PER_COMPUTATION` のサイクル数ごとに更新される  $V_{RMS}$  読み取り値とは計算が異なります。1 サイクルの  $V_{RMS}$  読み取り値は、サグ、スウェル、瞬断の状態変数の更新に特に使用されます。1 サイクルの  $V_{RMS}$  の計算では、`CYCLES_PER_COMPUTATION` ドット積に使用される方式と同じドット積スワップ方式が使用されます。

`per_sample_dsp()` 関数は、電圧ゼロクロスピンの出力も行います (オプション)。電圧チャンネルに負から正へのゼロクロスが発生し、電圧チャンネルの対応する 1 サイクルの  $V_{RMS}$  読み取り値が瞬断スレッシュホールドを上回っている場合、このピ

ンで立ち下がりエッジがアサートされます。電圧チャンネルに正から負へのゼロクロスが発生し、電圧チャンネルの 1 サイクルの  $V_{RMS}$  読み取り値が瞬断スレッシュホールドを上回っている場合、このピンで立ち上がりエッジがアサートされます。ゼロクロスピンの出力が設計の精度に及ぼす影響を低減するため、ゼロクロス出力は、LED に接続された GPIO ピンを選択しないようにする必要があります。

以降のセクションでは、`per_sample_dsp()` 関数での電気測定のさまざまな要素について説明します。

### 3.1.9 電圧と電流の信号

このデザインのテストソフトウェアは、A 相と B 相、または A 相と中性線について、未加工の電圧および電流 ADC 値を保存することをサポートしています。未加工の ADS131M02 および AMC131M03 のサンプルは、符号付き整数であり、これらのコンバータでの浮遊 DC 値またはオフセット値は、DC トラッキング フィルタを使用して除去します。フィルタ、電圧、電流の各サンプルを使用して、すべての電圧と電流に対して個別の DC 推定値が取得されます。その後この推定値が、各電圧および電流の未加工 ADC サンプルから減算されます。

結果として得られる瞬間的な電圧および電流のサンプルを使用して、次の中間結果を生成します。

- 電圧と電流の 2 乗の累算値が、それぞれ  $V_{RMS}$  と  $I_{RMS}$  の計算に使用されます
- 累算エネルギー サンプルが、有効エネルギーを計算するために使用されます
- 電流と  $90^\circ$  位相シフトされた電圧を使用する累算エネルギー サンプルが、無効エネルギーを計算するために使用されます

フォアグラウンド プロセスは、これらの累算値を処理します。

### 3.1.10 純粋な波形サンプル

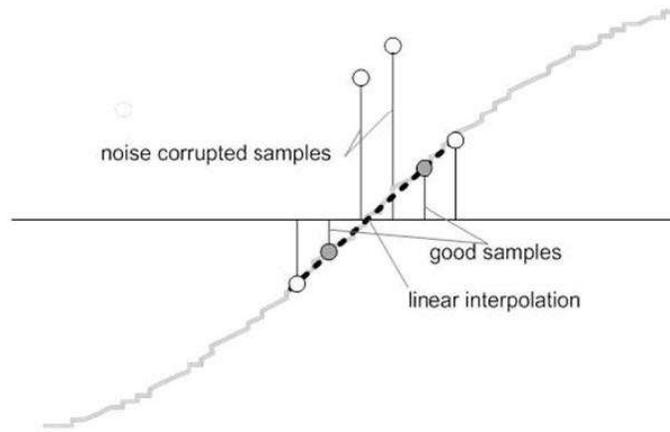
基本波と THD の読み取り値を計算するために、ソフトウェアは純粋な正弦波波形を生成し、正弦波波形を入力電圧波形の基本波にロックします。生成された波形は入力電圧の基本波にロックされているので、この純粋な波形と電圧 ADC からの波形との相関を使用して、電圧 ADC が検出した波形の基本成分の振幅を求めることができます。同様に、電流と純粋な電圧波形との相関を使用して、基本有効電力を計算できます。基本無効電力については、 $90^\circ$  シフトした純粋な波形と電流との相関を使用して、このパラメータを計算できます。

正弦波を生成するには、目的の波形の振幅、位相、周波数に関する情報が必要です。生成された純粋な波形では、振幅は、フルスケールに設定して基本的な内積の値を最大化し、周波数は、測定された周波数 (サンプルあたりのサイクル単位) に設定します。この周波数は、実際に使用される最終的なヘルツ単位で商用電源の周波数を計算するために使用されます。また、生成された波形の位相は繰り返し調整され、生成された波形が基本電圧の位相にロックされるようにします。周波数が正しく計算され、波生成された波形の位相が基本電圧にロックされると、基本波の読み取り値を正しく計算できます。

### 3.1.11 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。ゼロクロス付近のサンプルと、線形補間のプロセスを、[図 3-7](#) に示します。


**図 3-7. 周波数の測定**

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ることがあります。

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。

### 3.1.12 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+ マイクロコントローラ) 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。これら両方のタスクを効率的に実行するには、正確にパルスを生成し、ジッタを少なくする必要があります。時間ジッタは精度の低いことを示すものではありませんが、時間ジッタはメータの総合的な精度の負を示します。この精度の負を示すことから、ジッタを平均化する必要があります。

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。 $\overline{\text{DRDY}}$  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ョルドを超えると、パルスが生成されます。このスレッショ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、スレッショ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。

このスレッショルドは、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。

このリファレンスデザインで、[Active] というラベルの付いた LED は、単相または分相合計の有効エネルギー消費量に対応しています。[Reactive] は、分相で累算された無効エネルギーの合計に対応します。

図 3-8 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。

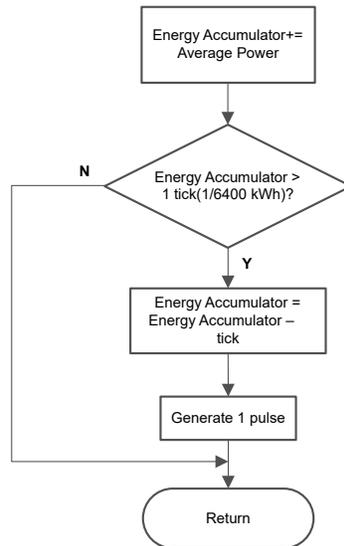


図 3-8. エネルギー表示用のパルス生成

平均電力は 0.001W 単位で、1kWh のスレッシュホールドは 式 24 のように定義されます。

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

### 3.1.13 位相補償

電流トランス (CT) をセンサとして使用すると、CT によって電流信号に追加の位相シフトが発生します。また、電圧および電流入力回路の受動部品によって、別の位相シフトが発生することもあります。正確な測定を行うために、設計者は、電圧サンプルと電流サンプルの間の相対的な位相シフトを補償する必要があります。

位相シフト補償は、整数部と分数部に分けて実装されます。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 タップの有限インパルス応答 (FIR) フィルタを使用して 2 つのサンプルの間を補間することで行われます。これは、無効エネルギーの測定で FIR フィルタを使用して 90°シフトされた電圧サンプルを供給するのと同様の操作です。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。このルックアップ テーブルには、最小でサンプルの 1/256 の分数位相シフトが示されています。このアプリケーションで使用されるサンプルレートは 4000Hz で、これは 50Hz で 0.0176° の分解能に対応します。ルックアップ テーブルには、フィルタ係数のほかに、フィルタ係数の各セットに対応するゲイン変数も示されています。このゲイン変数を使用すると、特定のフィルタ係数セットを使用して得られたゲインを除去できます。

このデザインで使用するソフトウェア位相補償の代わりに、ADS131M02 または AMC131M03 デバイスの位相補償機能を使用することもできます。このハードウェア位相補償方式を使用する場合、フィルタ係数は必要ないため、フィルタ係数のゲインで除算する必要はありません。

### 3.2 テスト構成

PCB の上層にすべての機能を配置した TIDA-010944 の写真を [TIDA-010944 デザインのコンポーネントを示す上面図](#) に示します。PCB の下層には部品がありません。

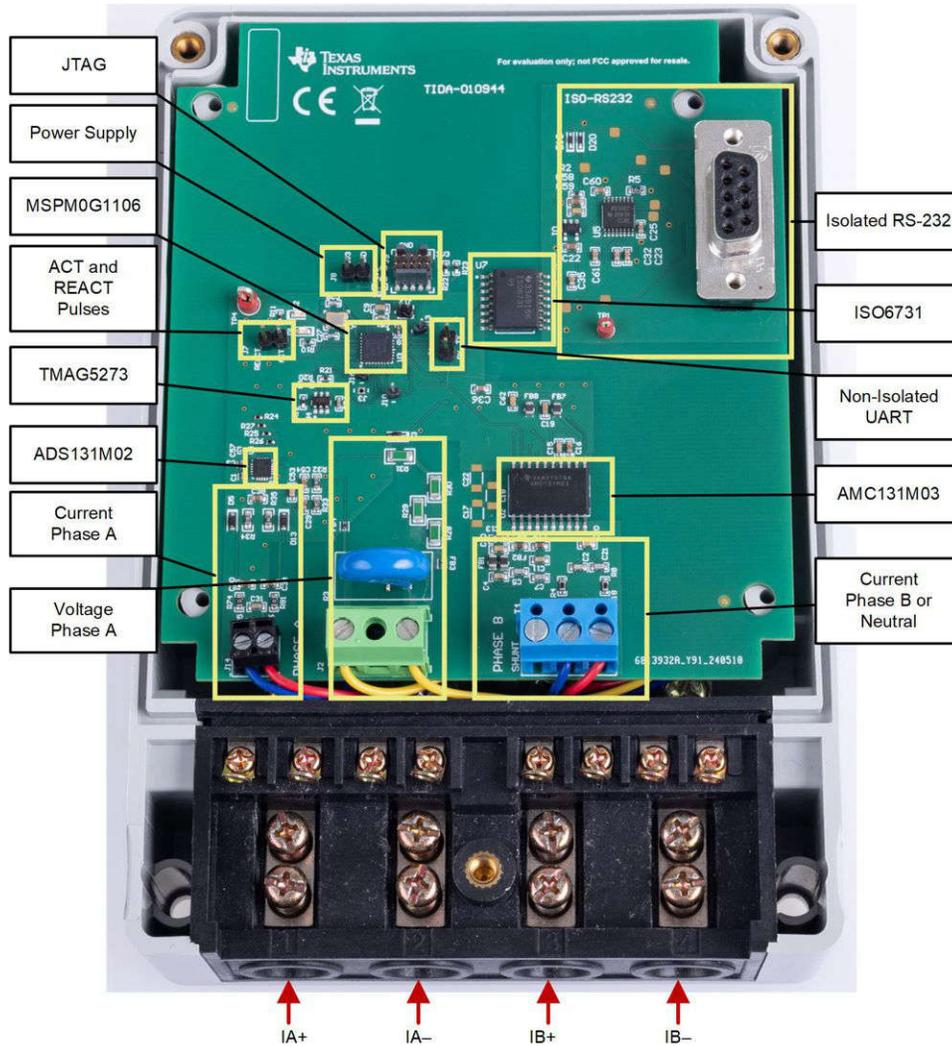


図 3-9. TIDA-010944 デザインのコンポーネントを示す上面図

A 相の電圧は J2 に印加され、端子台 J1 と J14 はそれぞれ B 相と A 相のシャントを接続するために使用されます。

端子台 J2 には 2 つの端子があります。端子 1 は A 相電圧に接続し、端子 2 は中性線 (1P2W の単相スター) または B 相電圧 (180° 離れた 2 つのライン電圧、すなわち 2P2W の分相デルタ) に接続します。

### 3.2.1 電源オプションとジャンパ設定

M0+ MCU と 2 つのスタンドアロン ADC は、3.3V の外部電源を J8 に接続することで外部電源から電力を供給されます。J8 には、GND ピンと VDD\_3V3 ピンが用意されています。PC GUI との通信用の UART ポートは、絶縁型 9 ピン RS232 コネクタ RS1 または 非絶縁型の J4 でアクセスできます。J7 ヘッダにより、キャリブレーションに必要な ACT および REACT パルス出力にアクセスできます。

J4 は絶縁されていないので、商用電源からの電力供給時には、J4 に測定機器を使用しないでください (特に、システムがラインを基準にしている場合)。この注意は、以下の場合には適用されません。このデザインの基板の外部にあるアイソレータを使用してヘッダーに接続する場合、機器がバッテリーで動作し、商用電源に接続していない場合、または AC 商用電源が絶縁されている場合。

大電流が流れると、端子ブロックが熱くなる可能性があります。また、位相電圧は基板に供給されるため、適切な予防措置を講じてください。

#### 警告



表面が高温になります。触れるとやけどの原因になることがあります。触れないでください。操作時には適切な予防措置を講じてください。

#### 注意



高電圧基板を通电中の配線に接続すると、感電の危険性があります。基板は専門家が慎重に取り扱う必要があります。安全のため、過電圧 / 過電流保護機能を備え、絶縁された試験装置の使用を強くお勧めします。

### 3.2.2 電気メータの計測精度のテスト

電気メータの構成で計測精度をテストするには、ソース ジェネレータを使用して、「[図 3-9](#)」に記載されている適切な場所でシステムに電圧と電流を供給します。この設計では、電力線と中性線間の公称電圧 120V、10A のキャリブレーション電流、および 50Hz の公称周波数が 2 つの相それぞれに使用されます。

電圧と電流がシステムに印加されると、システムは累積有効エネルギー パルスと累積無効エネルギー パルスを、6400 パルス/kWh のレートで出力します。このパルス出力はリファレンス メーターに供給されます (このリファレンス デザインのテスト機器では、このパルス出力はソース ジェネレータと同じ機器に内蔵されています)。システムに供給される実際のエネルギーと、システムの有効エネルギーと無効エネルギーの出力パルスによって決定される測定エネルギーに基づいて、エネルギーの % 誤差を決定します。分相構成については、[セクション 3.2.4](#) で説明しているように、エネルギー ゲインのキャリブレーションと位相の補償を行った後で、累積有効エネルギーの誤差テスト、累積無効エネルギーの誤差テスト、個別相の有効エネルギーのテスト、周波数変動のテストが実行されます。エネルギーの誤差テストに加えて、RMS 電圧の % 誤差と RMS 電流の % 誤差も測定します。

### 3.2.3 計測読み取り値の表示とキャリブレーション

このセクションでは、テストソフトウェアを使用してこの設計の結果を検証するため使用される方法について説明します。

#### 3.2.3.1 PC からのキャリブレーションと結果の表示

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. RS-232 ケーブルを使用して、リファレンス デザインを PC に接続します。PC に RS -232 アダプタがない場合は、シリアル RS -232 アダプタを使用して PC に COM ポートを作成します。アダプタが接続されたとき、デフォルトの UART 設定は 9600、8、n、1 です。
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 3-10 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 3-10. 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 3-11 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。

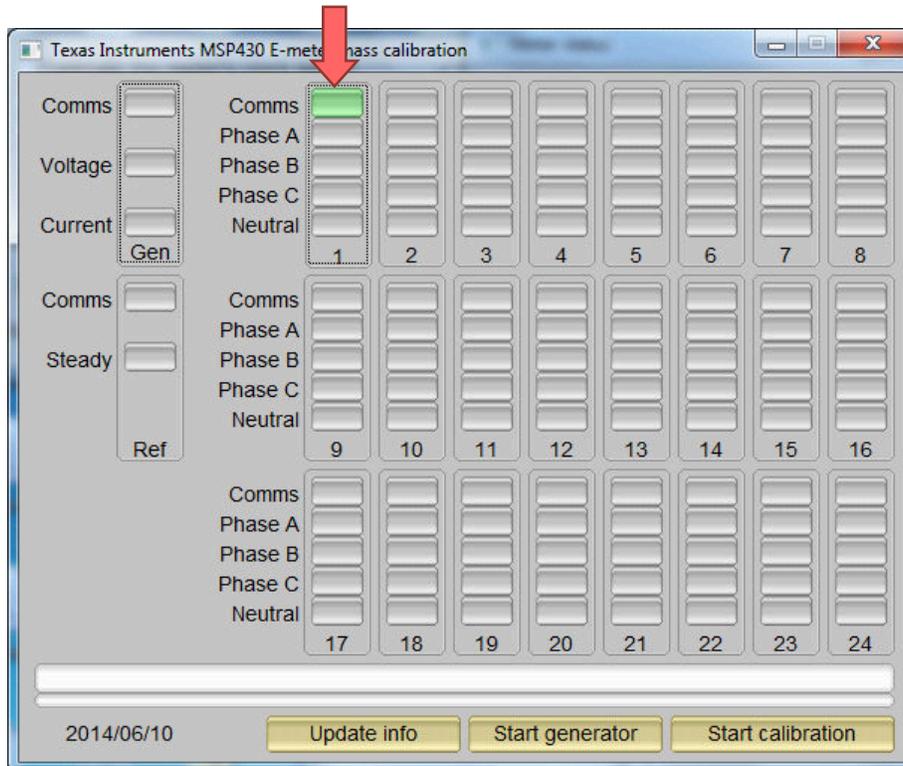


図 3-11. GUI のスタートアップ ウィンドウ

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 3-12 を参照)。この図では、[Power factor] の値の末尾に [L] または [C] があり、それぞれ誘導性負荷または容量性負荷を示しています。

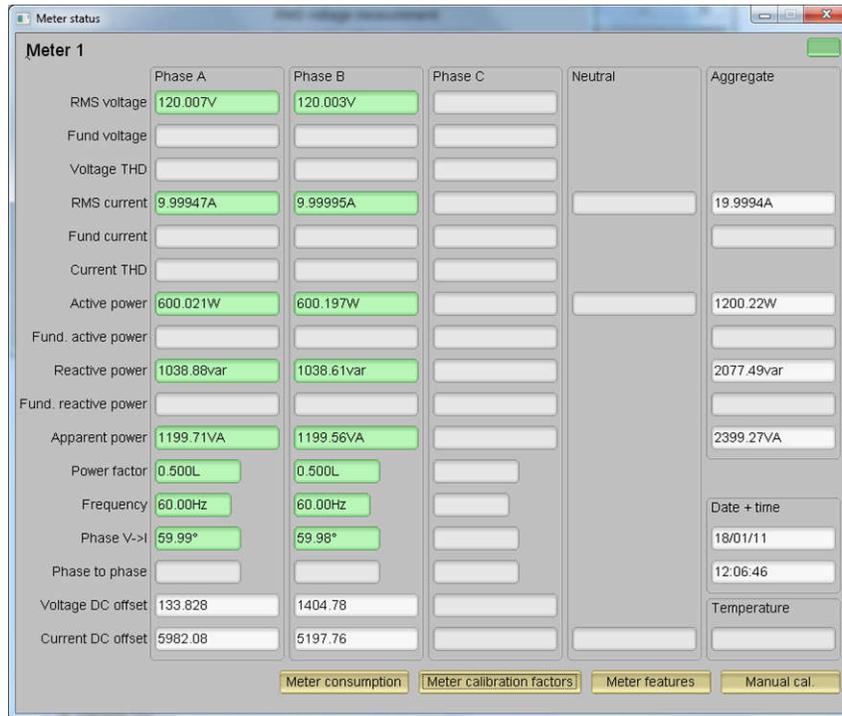


図 3-12. GUI の結果ウィンドウ

結果ウィンドウで [Meter Consumption] ボタンをクリックして、合計エネルギー消費量の測定値を表示します。ユーザーがこのボタンをクリックすると、図 3-13 に示すように、[Meter events and consumption] ウィンドウが開きます。



図 3-13. [Meter Events and Consumption] ウィンドウ

結果ウィンドウでは、[Meter features] ボタンをクリックしてメーターの設定を表示する、[Meter calibration factors] ボタンをクリックしてシステムのキャリブレーション係数を表示する、または [Manual cal.] ボタンをクリックしてシステムのキャリブレーション用のウィンドウを開くこともできます。

### 3.2.4 MSPM0+ MCU のキャリブレーションとフラッシュの設定

どのようなメータでも、性能を発揮するためキャリブレーションは重要で、絶対に不可欠なプロセスです。どのメータも最初は、シリコンのばらつき、センサの精度、その他の受動的公差により、それぞれ精度が異なります。それらの影響を打ち消すには、すべてのメータにキャリブレーションが必要です。キャリブレーションを正確に行うには、高精度の AC テスト ソースとリファレンス メータを使用できる必要があります。このソースは、必要な電圧、電流、位相シフト (V と I の間) を生成できる必要があります。測定誤差を計算するため、リファレンス メータは、ソースとキャリブレーション対象のメータの間のインターフェイスとして機能します。このセクションでは、分相 (単相 3 線式の 2 線使用) 電気メータ設計の単純で効果的なキャリブレーション方法について説明します。

測定結果の表示用の GUI を使用して、設計のキャリブレーションも簡単に行えます。キャリブレーション時には、キャリブレーション係数と呼ばれるパラメータがテスト ソフトウェアで変更され、測定誤差が最小限に抑えられます。このメータには、各位相に 6 つの主要なキャリブレーション係数があります。電圧スケール係数、有効電力オフセット (GUI では電圧 AC オフセットと表示されていますが、これは誤りです)、電流スケール係数、無効電力オフセット (GUI では電流 AC オフセットと表示されていますが、これは誤りです)、電力スケール係数、位相補償係数です。電圧、電流、電力のスケール係数は、計測ソフトウェアで測定された数量を、それぞれボルト、アンペア、ワット単位で表される実際の値に変換するものです。電力オフセットは、電圧から電流へのクロストークを減算するために使用されます。この値は一定の電力オフセットとして現れ、低電流で誤差が大きくなります。オフセット キャリブレーションは、この特定のデザインのテストには使われていません。最後のキャリブレーション係数は位相補償係数で、電流センサや他の受動部品によって生じる位相シフトを補償するために使用されます。電圧、電流、電力のキャリブレーション係数は互いに独立しています。したがって、電圧のキャリブレーションを行っても、RMS 電流または電力の測定値に影響しません。

メータ ソフトウェアを初めて MSPM0G1106 デバイスにフラッシュ書き込みすると、これらのキャリブレーション係数にはデフォルト値がロードされます。キャリブレーション係数または値は、キャリブレーション中に GUI で変更します。キャリブレーション係数は、MSPM0+ MCU のフラッシュにある最後のセクタにも保存されるため、メータを再起動したときにも同じ値が維持されます。

いずれかのスケール係数のキャリブレーションを、ゲイン補正と呼びます。位相補償係数のキャリブレーションは、位相補正と呼びます。キャリブレーション プロセスの全体を通して、AC テストソースをオンにし、メータの接続を図 3-9 と一貫させ、エネルギー パルスをリファレンス メータに接続しておく必要があります。

### 3.2.5 ゲインのキャリブレーション

通常、電圧と電流のゲイン補正は、すべての位相に対して同時に行うことができます。ただし、有効電力のゲイン補正を行うには、各位相のリファレンス メータのエネルギー精度 (%) が必要です。また、いずれかの位相について有効電力のキャリブレーションを行うときは、他の位相の電流を止めてオフにします。ただし、他の電圧はイネーブルのままにしておく必要があります。

### 3.2.6 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 3-12 の [Manual cal.] ボタンをクリックします。図 3-14 の画面がポップアップ表示されます。

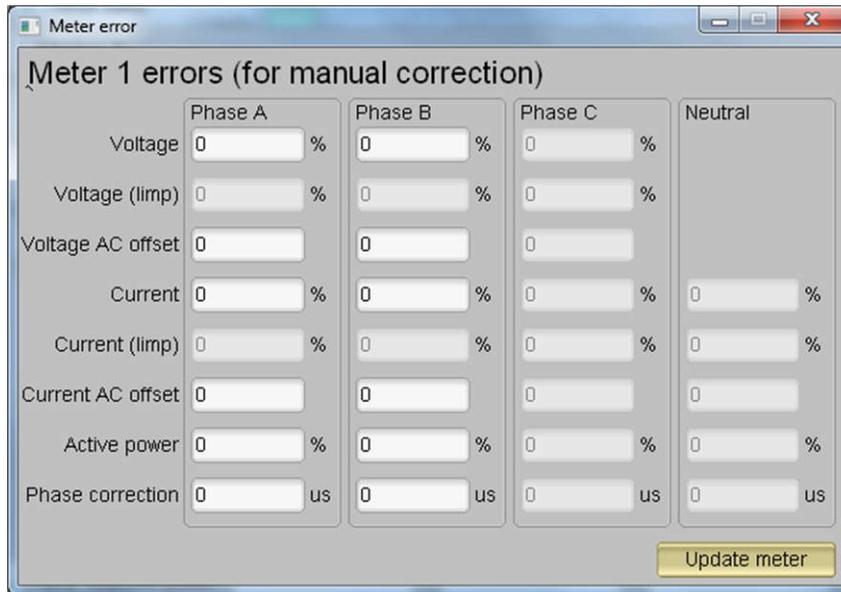


図 3-14. [Manual Culibration] ウィンドウ

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のある補正値は、式 25 を使用して計算します。

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

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
5. すべての電圧と電流を計算した後で、対応する位相の電圧と電流のフィールドに、これらの値をそのまま ( $\pm$ ) 入力します。
6. [Update meter] ボタンをクリックすると、GUI の電圧と電流について測定された値が、目的の電圧と電流に即座にセトリングされます。

### 3.2.7 有効電力ゲインのキャリブレーション

#### 注

このセクションは、単相での例です。他の 2 つの位相については、これらの手順を繰り返してください。

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します。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して、有効エネルギーの % 誤差を計算することもできますが、この方法は精度が低いいため、使用しないでください。

% 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 パルスをリファレンス 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. 「電圧と電流のゲインのキャリブレーション」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  $0^\circ$  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。誤差は負の値になることもあります。
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。

### 3.2.8 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行います。オフセット キャリブレーションにより、位相の電流チャン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 (図 3-15 で [Voltage AC off] のラベルが付いている項目) に単純に加算してから、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、図 3-15 で [Voltage AC off] の値が 200 (0.2W) で、追加の 0.300mW を減算するなら、[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。無効電力の読み取り値 (mvar 単位) から減算するオフセットを、無効電力オフセットの現在の値 (図 3-15 で [Current AC offset] のラベルが付いている項目) に加算してから、その値を [Manual Calibration] ウィンドウの [Current AC offset] フィールドに入力します。[Manual Calibration] ウィンドウの [Current 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。

### 3.2.9 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。有効電力ゲインのキャリブレーションと同様に、1 つの位相で位相補正を行うには、他の 2 つの位相をディセーブルする必要があります。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、「電圧および電流ゲインのキャリブレーション」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. 現在のキャリブレーションの対象でない、他のすべての位相の電流を 0A に設定し、ディセーブルします。
3. 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。この値は負になることもあります。
4. 手順 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 ± 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 4a とステップ 4b 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。ただし、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が 0 の前後を往復するだけであることに注意してください。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. 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、1 つの位相についてキャリブレーションが完了します。他の位相について、ゲイン キャリブレーション、オフセット キャリブレーション、位相キャリブレーションを行う必要があります。

これで、すべての位相の電圧、電流、電力のキャリブレーションが完了します。図 3-12 に示す GUI の計測結果ウィンドウで、[Meter calibration factors] ボタンをクリックし、新しいキャリブレーション係数を確認します (図 3-15 を参照)。ここに表示されるキャリブレーション係数のうち、[Voltage AC off] パラメータはそれぞれの測定値から有効電力オフセット (mW 単位) を減算した値、[Current AC offset] パラメータは無効電力の読み取り値から無効電力オフセット (mvar 単位) を減算した値を実際に示していることに注意してください。これは、2 電圧構成を使用するメータのキャリブレーション係数の例も示しています。同じメータを 1 電圧構成用に設定すると、電圧と有効電力のスケーリング係数は、図 3-12 に示されている値の約半分になります。これは、2 つのラインから中性線への電圧を測定する代わりに、両方の位相の電圧読み取りにライン間電圧の測定が使用されるためです。分割位相システムの最適な条件では、ライン間電圧測定の RMS 値は、2 つのラインから中性線への RMS 測定値それぞれの 2 倍です。つまり、ADC に供給される電圧も、ラインから中性線への電圧を測定する場合と比べて、ライン間電圧を測定する場合は 2 倍です。結果として 1 電圧構成では、電圧と電力の読み

取り値を追加係数 2 で除算する必要があります。有効電力と電圧ゲインのキャリブレーション手順を実行すると、この除算は自動的に行われます。

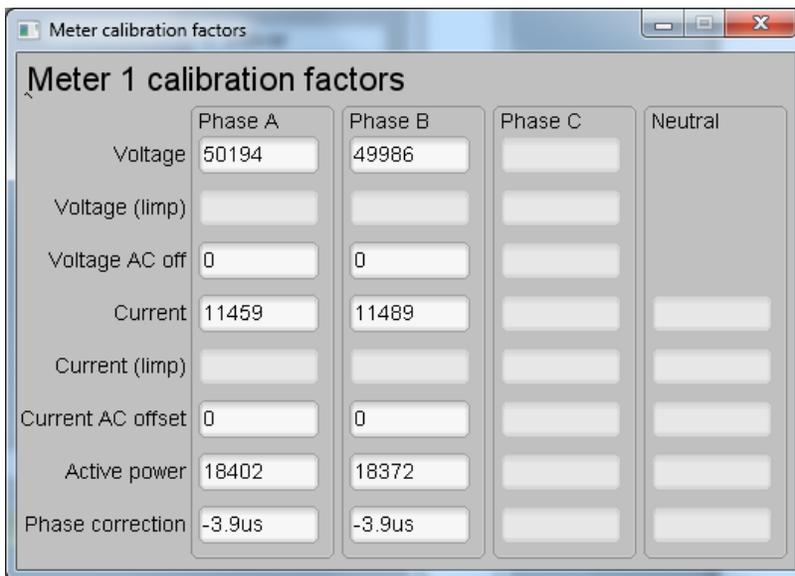


図 3-15. [Calibration Factors] ウィンドウ

図 3-12 に示されている [Meter features] ボタンをクリックすると、図 3-16 のウィンドウが表示されます。

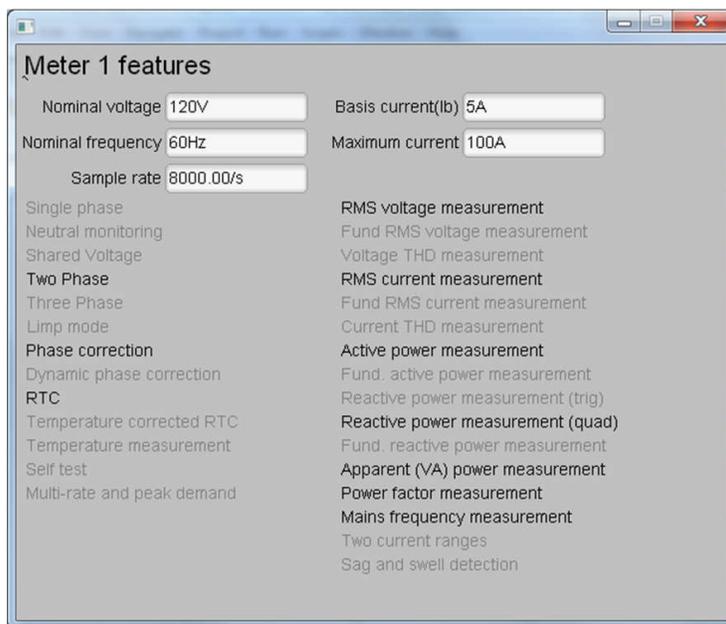


図 3-16. [Meter Features] ウィンドウ

### 3.3 テスト結果

計測の精度をテストするために、ソース ジェネレータを使用して電圧 (J2) と電流 (J14 および J1) をシステムに供給します。さらに、公称電圧 120V、校正電流 10A、60° での位相校正、公称周波数 60Hz を使用します。すべてのテストで、ベンチから供給される 3V3 の電源を使ってボードに直接電力を供給します。

電圧と電流がシステムに印加されると、システムは有効エネルギー パルスと無効エネルギー パルスを 6400 パルス/kWh のレートで出力します。このパルス出力はリファレンス メーターに供給されます (このリファレンス デザインのテスト機器では、このパルス出力はソース ジェネレータと同じ機器に内蔵されています)。システムに供給される実際のエネルギーと、システムの有効エネルギーおよび無効エネルギーの出力パルスによって決定される測定エネルギーとに基づいて、エネルギーの % 誤差を決定します。このリファレンス デザインでは、エネルギー ゲイン キャリブレーション、位相キャリブレーション、およびエネルギー オフセット キャリブレーションの実行後に、有効エネルギー誤差テストと無効エネルギー誤差テストを実行します。

すべての有効および無効エネルギー テストは、2 個の 200 $\mu\Omega$  シャントを使用して実行され、電圧を 120V に保持した状態で、電流を 100mA から 100A まで変化させます。

#### 3.3.1 エネルギー測定精度の結果

以下のテスト結果では、ゲイン、位相、オフセットのキャリブレーションがメーターに適用されています。大電流においては、示されている % 誤差の大半は、大電流で発生する熱の増加に起因するシャント抵抗ドリフトです。

累積有効エネルギー誤差、累積無効エネルギー誤差テスト、および個別相有効エネルギーテストでは、電流を 100mA から 100A まで変化させます。累積有効エネルギーおよび個別相誤差テストでは、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° (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° ( $\sin \phi = 1i$ )、 $\sin \phi = 0.5i$  (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。

累積有効エネルギーと累積無効エネルギーのテストでは、各相のエネルギー読み取り値の合計について精度がテストされます。これに対して、個別の相エネルギーの読み取り値 (A 相および B 相、分相モードを使用する場合) のテストでは、各相の有効エネルギーがテストされます。ある相の個別のエネルギー精度をテストするとき、他の相をディセーブルするために、他の相に供給される入力電流は 0A になります。これによって、累積有効エネルギーの読み取り値は、理想的には個別の相電圧と等しくなり、累積エネルギー パルス出力を使用して個別の相の精度をテストできます。これらすべてのテストは、ADS131M02 および AMC131M03 デバイスの 4kSPS サンプル レート設定を使用して実行しました。

A 相と B 相の両方で  $V_{RMS}$  精度テストを行い、電流を 10A に固定した状態で、電圧を 10V~270V の範囲で変化させました。270V を超える電圧のテストも可能ですが、この場合、275V のバリスタをデザインから取り外し、より高い定格電圧のバリスタに置き換える必要があります。

A 相と B 相の両方で  $I_{RMS}$  精度テストを行い、電圧を 120V に固定した状態で、電流を 0.1A~100A の範囲で変化させました。

スター構成およびデルタ構成の有効電力および無効電力に関する以下の 4 つのプロットは、クラス 0.2 S の精度に対する IEC 62053-22 の制限に準拠しています。ここでは、 $I_{nominal} = 15A$  と想定しているので、 $I_{nominal}$  の 5% ポイントは 750mA となります。

各測定の平均誤差は、5 つのテスト シリーズから計算され、各電流値に対して順に取得されます。この 5 つの測定値からの最大偏差を計算して (以下のプロットには示されていません)、この計測サブシステムの安定性が許容される最大誤差の 10% を下回っていることを確認します。

表 3-1. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、200μΩ シャント、スター (ワイ) 構成

電流 (A)	平均誤差 % PF = 1、 cos φ = 0°	制限 (%) [クラス 0.2] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	制限 (%) [クラス 0.5] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	平均誤差 % PF = 0.5i、 cos φ = 60°	制限 (%) [クラス 0.2] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	制限 (%) [クラス 0.5] IEC 62053-22 (PF 0.5i/0.8c)	平均誤差 % PF = 0.8c、 cos φ = -36.87°
0.1	0.198	0.4	1.0	0.143	0.5	1.0	0.125
0.5	0.0574	0.4	1.0	-0.014	0.5	1.0	-0.0356
0.75	0.0416	0.4	1.0	-0.053	0.5	1.0	0.0344
1.5	0.038	0.2	0.5	-0.085	0.3	0.6	0.0678
3	0.0042	0.2	0.5	-0.081	0.3	0.6	0.085
7.5	0.0098	0.2	0.5	-0.105	0.3	0.6	0.1116
15	0.0174	0.2	0.5	-0.061	0.3	0.6	0.1406
30	0.017	0.2	0.5	-0.078	0.3	0.6	0.0476
60	-0.016	0.2	0.5	-0.076	0.3	0.6	0.1118
75	-0.0778	0.2	0.5	-0.151	0.3	0.6	0.0774
100	-0.0144	0.2	0.5	-0.2	0.3	0.6	-0.0968

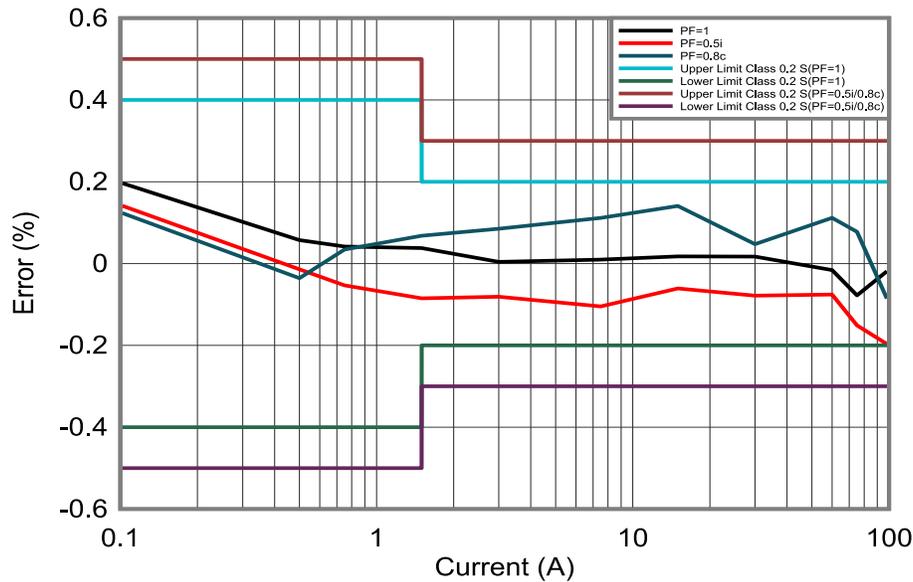


図 3-17. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、200μΩ シャント、スター (ワイ) 構成

表 3-2. 無効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$  シャント、スター (ワイ) 構成

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

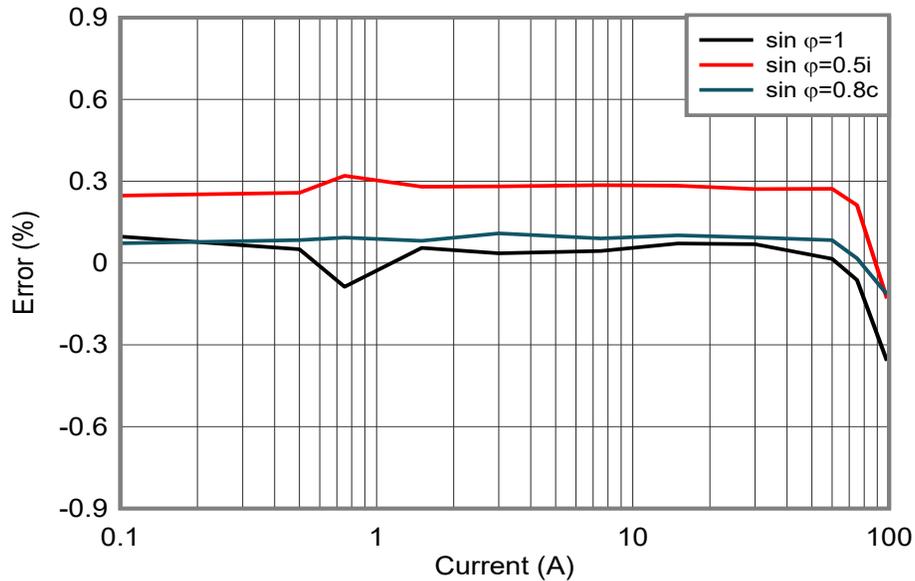


図 3-18. 無効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$  シャント、スター (ワイ) 構成

表 3-3. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$  シャント、デルタ構成

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

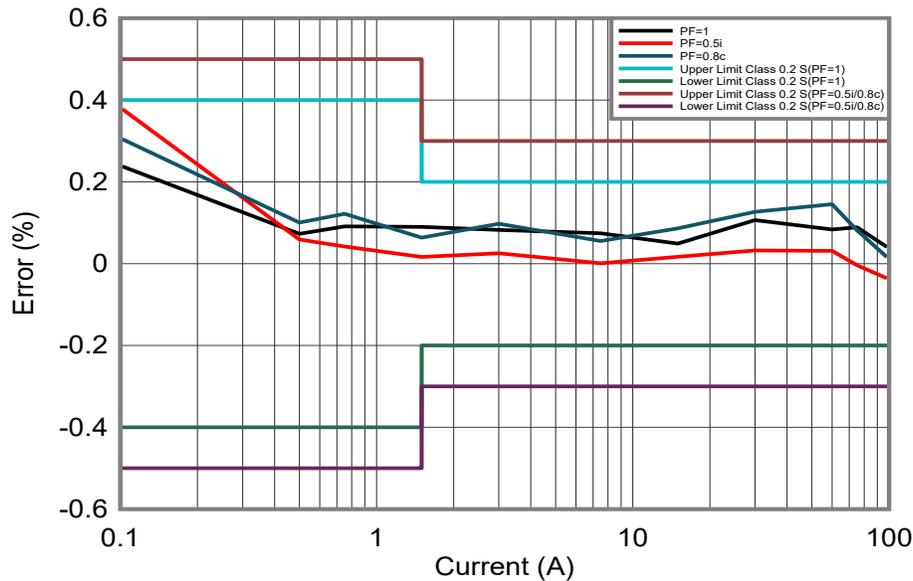


図 3-19. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$  シャント、デルタ構成

表 3-4. 無効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$  シャント、デルタ構成

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

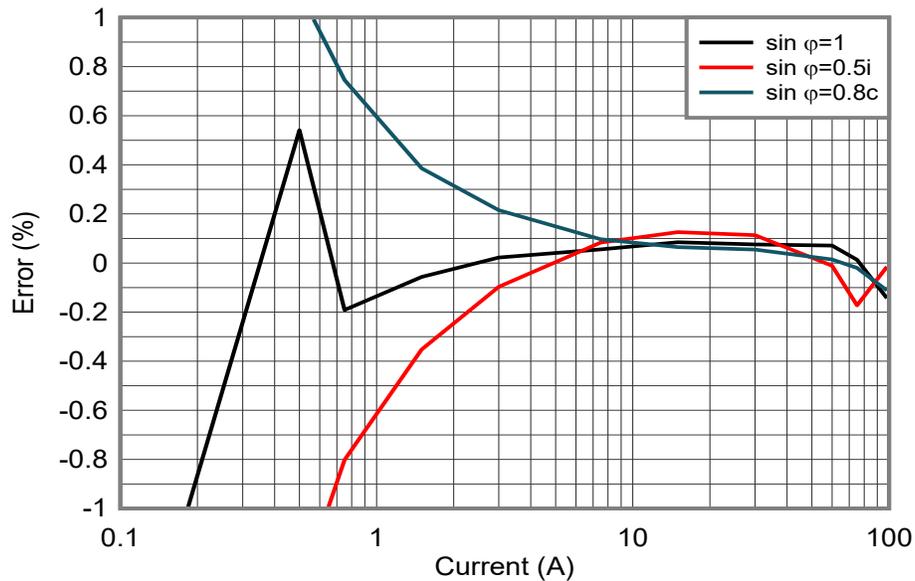


図 3-20. 無効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$  シャント、デルタ構成

図 3-21～図 3-24 に、各相ごとの  $I_{RMS}$  と  $V_{RMS}$  を示します。ここで、% 誤差の欄は、それぞれの MTE 読み取り値と GUI 読み取り値を比較して生成されます。これらのプロットでは、1 回の測定値が記録されています。

表 3-5. 10A、200 $\mu\Omega$  シャント、A 相の  $V_{RMS}$  の % 誤差

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

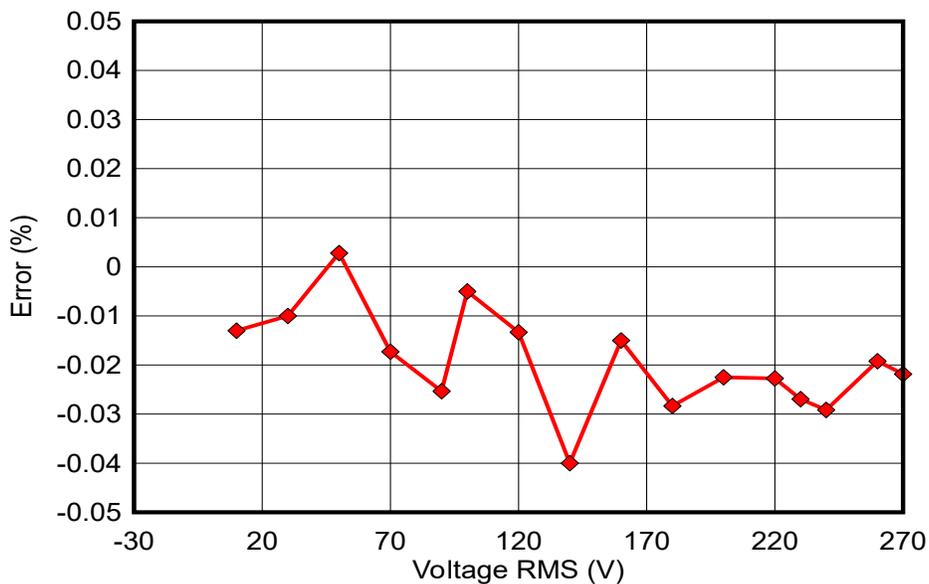


図 3-21. 10A、200 $\mu\Omega$  シャント、A 相の  $V_{RMS}$  の % 誤差

表 3-6. 120V、200 $\mu\Omega$  シャント、A 相の  $I_{RMS}$  の % 誤差

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

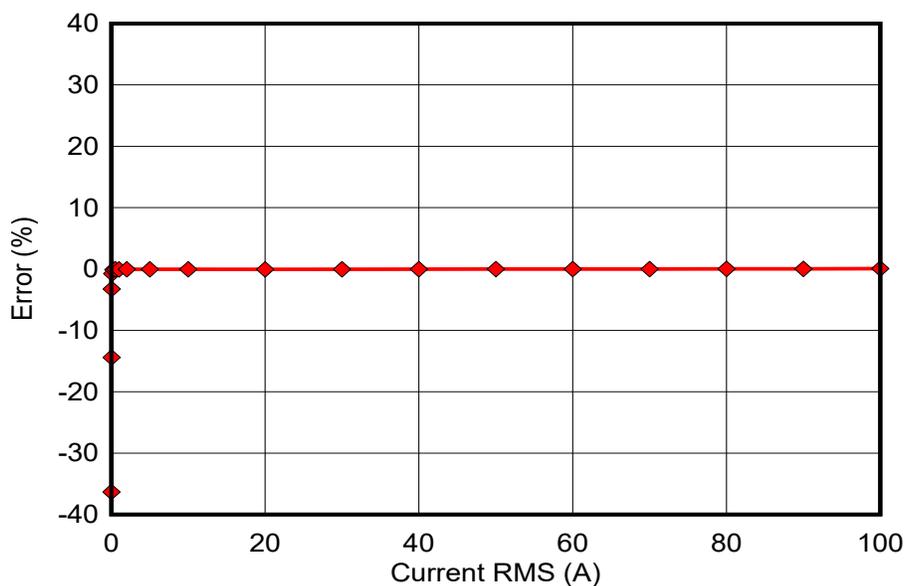
図 3-22. 120V、200 $\mu\Omega$  シャント、A 相の  $I_{RMS}$  の % 誤差

表 3-7. 10A、200 $\mu\Omega$  シャント、B 相の  $V_{RMS}$  の % 誤差

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

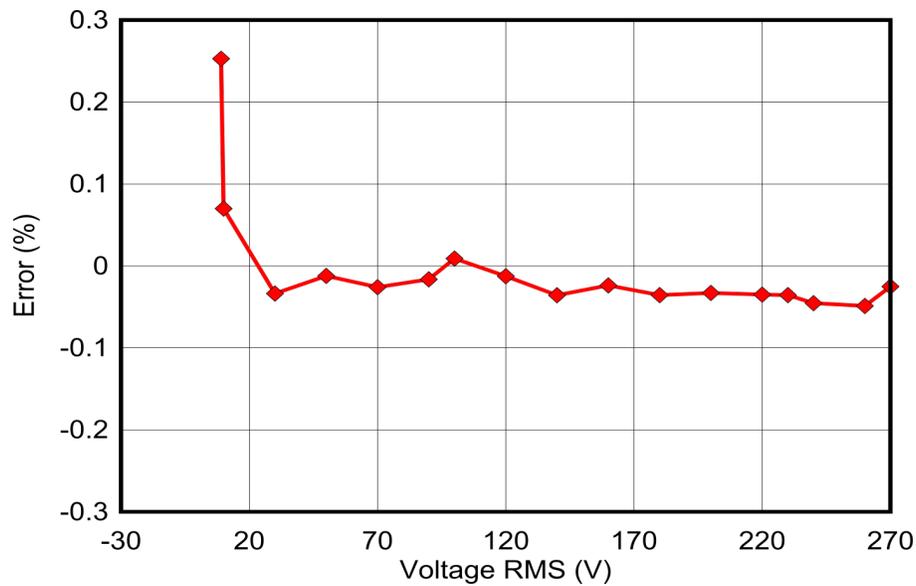


図 3-23. 10A、200 $\mu\Omega$  シャント、B 相の  $V_{RMS}$  の % 誤差

表 3-8. 120V、200 $\mu\Omega$  シャント、B 相の  $I_{RMS}$  の % 誤差

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

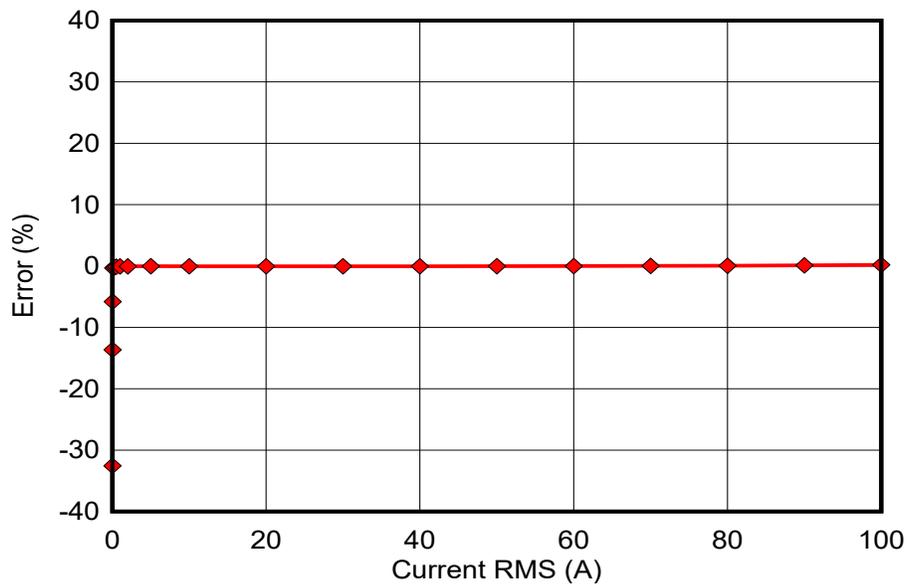


図 3-24. 120V、200 $\mu\Omega$  シャント、B 相の  $I_{RMS}$  の % 誤差

## 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-010944](#) 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-010944](#) 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、以下の一般的な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 **ADS131M02** および **AMC131M03** 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、上層と下層の両方に、**A 相**および **B 相**に対する **HGND** (高電圧側) のグランド プレーンがあります。ビアを自由に使用して、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。
- **ADS131M02** および **AMC131M03** デバイスについて、**0.1 $\mu$ F** のコンデンサが、**1 $\mu$ F** 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 **0.1 $\mu$ F** と **1 $\mu$ F** のコンデンサも同様に配置します。
- 水晶をマイクロコントローラに接続するために使用するトレースの長さは最小限に抑えます。水晶のリードの周囲にガードリングを配置し、水晶のハウジングを接地します。さらに、水晶の下はクリーンなグランドにします。水晶の下に配線を置くことは避ける必要があります。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。
- 絶縁型 **RS-232** には別のグランド プレーンを使用します。この別のグランド プレーンは、**RS-232** のグランド電位なので、基板の他の場所で使用されている **GND** とは異なります。
- **ISO6731** 絶縁デバイスについて、推奨される空間距離と沿面距離の条件を満たしていることを確認します。

#### 4.1.4 レイアウト プリント

レイアウト プリントをダウンロードするには、[TIDA-010944](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.5 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-010944](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.6 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-010944](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.7 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-010944](#) 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-010944** 最新の **MSPM0 SDK** に収録されている TIDA-010944 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:

ア C:\ti\mspm0\_sdk\_2\_01\_00\_03\examples\nortos\LP\_MSPM0G3507\energy\_metrology\split-phase\TIDA\_010944\_SW

## 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、『**AMC131M03 3 チャンネル、64kSPS、同時サンプリング、24 ビット、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、『**ADS131M02 2 チャンネル、同時サンプリング、24 ビット、デルタ シグマ ADC**』データシート
3. 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
4. テキサス・インスツルメンツ、『**ISO6731 堅牢な EMC を備えた汎用 3 チャンネル デジタル アイソレータ**』データシート
5. スマート エナジー インターナショナル、『**電気メーターでの磁気改ざん検出の実装**』

## 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™, テキサス・インスツルメンツの™, 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.

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

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

**Milen Stefanov (M.Sc.E.E)** は、テキサス・インスツルメンツのシステム エンジニアで、グリッド インフラストラクチャ分野の仕事をしており、RF 通信テクノロジーと (スマート) メーター アプリケーションのエキスパートです。氏は **TUC (University of Chemnitz、ケムニッツ工科大学)** を卒業してから、研究アシスタントを 5 年間務め、その後 3 年半は半導体業界で、システム エンジニアとして高速光通信と有線通信に携わっていました。**Stefanov** 氏は 2003 年に テキサス・インスツルメンツに入社し、**Wi-Fi®** のエキスパートとなって、主要な **OEM** で テキサス・インスツルメンツの **Wi-Fi** 製品をサポートしています。**Stefanov** 氏は 2010 年から、欧州のグリッド インフラストラクチャ市場向けのメーターおよび **Sub-1GHz RF** 設計に注力してきました。**Stefanov** 氏は、欧州で **wM-Bus** テクノロジーに関する複数の論文を公開し、ミュンヘンで開催される **Wireless Congress**、および **Smart Home** と **Smart Metering** のサミットで技術資料を公開しました。

**Gavin Loera (B.S BME)** は、グリッド インフラストラクチャ分野で働いている テキサス・インスツルメンツのシステム エンジニアで、電流センス テクノロジーと計測アプリケーションを中心に取り組んでいます。Loera 氏は卒業後、**Abbott Laboratories** でテスト技術者としてしばらく勤務してから、2022 年に テキサス・インスツルメンツの **Applications Rotation** プログラムに関わる職に就きました。グリッドインフラストラクチャ **SEM** チームに加わり、メーターと電流センシングを中心に担当しました。Loera 氏は、高精度 **A/D** コンバータ (**PADC**) アプリケーション チームで **6** か月間働いて、電気メーターの主要なアナログ コンポーネントである高精度 **ADC** について学びました。

## 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 © 2024, Texas Instruments Incorporated

## 重要なお知らせと免責事項

TI 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、TI 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 TI 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、

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 TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI 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。TI 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、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、または [ti.com](#) やかかる TI 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。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI 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、TI 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 © 2024, Texas Instruments Incorporated