

## Design Guide: TIDA-010243

# スタンドアロン ADC を使用する、コスト効率の優れた 3 相 CT 電気メータのリファレンス・デザイン



## 概要

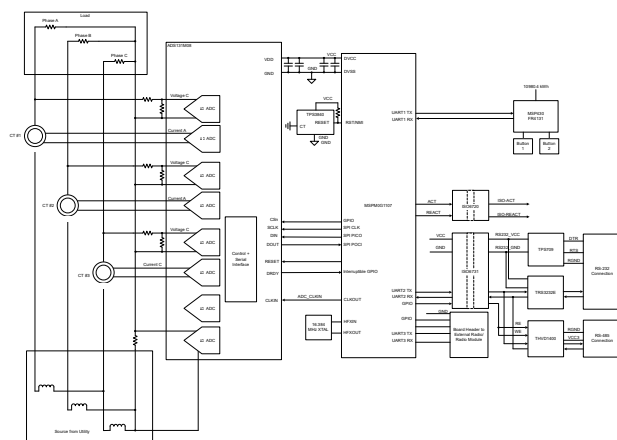
このリファレンス・デザインは、高性能のマルチチャンネル A/D コンバータ (ADC) を使用して、Class 0.1 の 3 相エネルギー測定を実装しています。電流トランス (CT) を 8kHz でサンプリングし、AC 商用電源の各レグの電流と電圧を測定します。このリファレンス・デザインは、広い入力電流範囲 (0.01 ~ 100A) にわたって高い精度を維持し、個別の高調波分析のような電力品質機能に必要な、高いサンプリング周波数に対応しています。計測にテキサス・インスツルメンツの Arm® Cortex®-M0+ ホスト・マイクロコントローラを使用すると、32kSPS の ADC サンプル・レートを実現できます。必要なソフトウェア機能は、[ADC エネルギー計測](#) ライブラリを MSPM0G3507 に移植することで実装され、Code Composer Studio™ でコンパイルできます。

## リソース

<a href="#">TIDA-010243</a>	デザイン・フォルダ
<a href="#">MSPM0G3507</a> 、 <a href="#">ADS131M08</a>	プロダクト・フォルダ
<a href="#">THVD1400</a> 、 <a href="#">TRS3232E</a> 、 <a href="#">TPS3840</a>	プロダクト・フォルダ
<a href="#">TMAG5273</a> 、 <a href="#">ISO6731</a> 、 <a href="#">ISO6720</a>	プロダクト・フォルダ



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



## 特長

- 2000:1 の入力範囲にわたって ANSI C12.20 Class 0.1 の有効エネルギー精度要件を満たす、電気メータ向けの 3 相計測
- 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
- 5kV<sub>RMS</sub> 絶縁の RS-232 および RS-485
- 10mA ~ 100A と 9V ~ 270V の入力範囲でテスト済み
- エネルギーを計測して Microsoft® Windows® PC の GUI で結果を表示するためのソフトウェア

## 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

## 1 システムの説明

### 1.1 最終製品

IEC および ANSI 規格に準拠した高精度のエネルギー測定を実現するため一般的なシステム設計は、**電気メータ**と**電力品質メータ**の2つです。どちらの設計でも、エネルギー測定は基本機能で、さまざまな計測パラメータの計算に使用されます。パラメータのいくつかを、次のリストに示します。

- 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)
- ライン周波数

使用される代表的なセンサは、電流トランス (CT)、シャント、Rogowski コイルです。

さらに、多相エネルギー測定システムについて、次のような複数の電力品質パラメータも計算できます。

- 位相ごとの電圧 THD (全高調波歪)
- 位相ごとの電流 THD
- 電圧の位相間の角度
- 位相ごとのゼロクロス

TIDA-010243 は、単一の 8 チャンネル・スタンドアロン **ADS131M08** ADC とコスト効果の高い **MSPM0G3507** MCU を使用した、Class 0.1 の高精度 3 相 CT 電気メータのリファレンス・デザインです。このリファレンス・デザインは、レベル 2 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。

### 1.2 電気メータ

公益事業者とその顧客は、電気メータにより多くの機能を求めています。メータに対して、高調波分析のような高度な機能がますます要求されているため、MCU には高い処理能力と精度が必須になりつつあります。たとえば、電気メータに高調波分析機能を追加するには、目的の周波数範囲をキャプチャするために、メータのサンプル・レートを高くする必要があります。多くの場合、このようにサンプル周波数を高くすることで、精度が犠牲にならないことが要求されます。その一方で、サンプル・レートが高くなると、より高い処理能力が必要になります。

電気メータ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。この問題に対する一般的な解決策は、スタンドアロンの ADC と標準的なホスト・マイクロコントローラ (MCU) を使用するデュアルチップの手法です。一般に、高精度の最新型スタンドアロン ADC を使用すると、次のような利点があります。

- 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
- MCU は、処理能力、エネルギー使用量を記録するための RAM とフラッシュ・ストレージの最小容量、メータ・データのセキュリティを保証するマイクロコントローラのセキュリティ機能など、アプリケーション要件のみを満たせばいいので、ホスト・マイクロコントローラを柔軟に選択できる

エネルギー消費量を正しく検出するため、電圧および電流センサは、商用電源の電圧と電流を、ADC が検出できる電圧範囲に変換します。マルチフェーズ・ディストリビューション・システムの使用時にエネルギー消費量を検出するには、ADC に損傷を与えることなく、センサが 2 つの異なるラインから流れる電流を正しく判定できるように、電流センサを絶縁する必要があります。この理由から、分割相、2 相、3 相の電気メータの電流センサには、本質的に絶縁されている電流トランスが従来から使用されてきました。

このリファレンス・デザインでは、スタンドアロンの ADC デバイスを使用して Class 0.1 の 3 相 CT ベースのエネルギー測定を実装し、商用電源の電圧と電流を検出します。新しい ADC サンプルが利用可能になった時点で、ホスト MCU は SPI バス経由でスタンドアロン ADC と通信し、新しいサンプルを読み出して複数の計測パラメータを計算します。さらにホストは、基板上の絶縁型の RS-232 または RS-485 回路を使用して、PC GUI との通信も行います。追加の保護機能として、ホスト MCU に電力を供給するための供給電圧が不十分な場合にホスト・マイコンをリセットするため、外部 SVS デバイスが設計に追加されます。一般に、(オプションの) 外

部電源電圧スーパーバイザ (SVS) を使用すると、ホスト・マイクロコントローラの内部 SVS よりも高いセキュリティが得られます。

この設計のテスト・ソフトウェアは、3 相エネルギー測定に必要な各種の計測パラメータの計算を明確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 またはオプションの LCD ディスプレイで表示できます。エネルギー測定時に計算される主なパラメータは次のとおりです。

- 有効電力、無効電力、皮相電力、エネルギー
- RMS 電流と電圧
- 力率
- ライン周波数

### 1.3 電力品質メータ、電力品質アナライザ

このスタンドアロン ADC アーキテクチャは、電気メータに使用されていることを除き、電力品質アナライザ、電力品質メータ、EV チャージャ、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、電源電圧スウェル、その他のパラメータを含む特定の電力品質パラメータを測定して、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ため、精度は重要です。高精度と計算能力の要件は、この設計で行われているように、スタンドアロン ADC と、別のホスト MCU またはプロセッサを使用することで、十分にサポートされます。

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。最も正確な高調波の計算を行うには、コヒーレント・サンプリングを実装します。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。この設計では、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。

### 1.4 主なシステム仕様

表 1-1. 主なシステム仕様

特長	説明
位相数	3 (各位相は CT 経路で電圧と電流を測定)
精度クラス	クラス 0.1
電流センサ	変流器
テストした電流範囲	0.01 ~ 100A
テストした電圧範囲	15V ~ 240V
ADS131M08 の CLKIN 周波数	8,192,000Hz
ADS131M08 のデルタ・シグマ変調クロック周波数	4,096,000Hz (= CLKIN / 2)
SPI クロック	19,968,000Hz
オーバーサンプリング・レート (OSR)	512
デジタル・フィルタ出力のサンプル・レート	8,000 サンプル / 秒
位相補償の実装	ソフトウェア
位相補償分解能	50Hz で 0.0088°、60Hz で 0.0105°
選択した CPU クロック周波数	79.87MHz
MCU の外部 SVS 電圧	1.72 ~ 1.74V
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

**表 1-1. 主なシステム仕様 (続き)**

特長	説明
通信オプション	<ul style="list-style-type: none"> <li>LCD (MSP430FR4131 で制御、ソフトウェアには未実装)</li> <li>5kV<sub>RMS</sub> の絶縁型 RS-232 または 5kV<sub>RMS</sub> の絶縁型 RS-485 を使用する PC GUI</li> </ul>
利用している LED	合計有効エネルギーと合計無効エネルギー
基板の電源	DVCC レールに 3.3V を直接接続

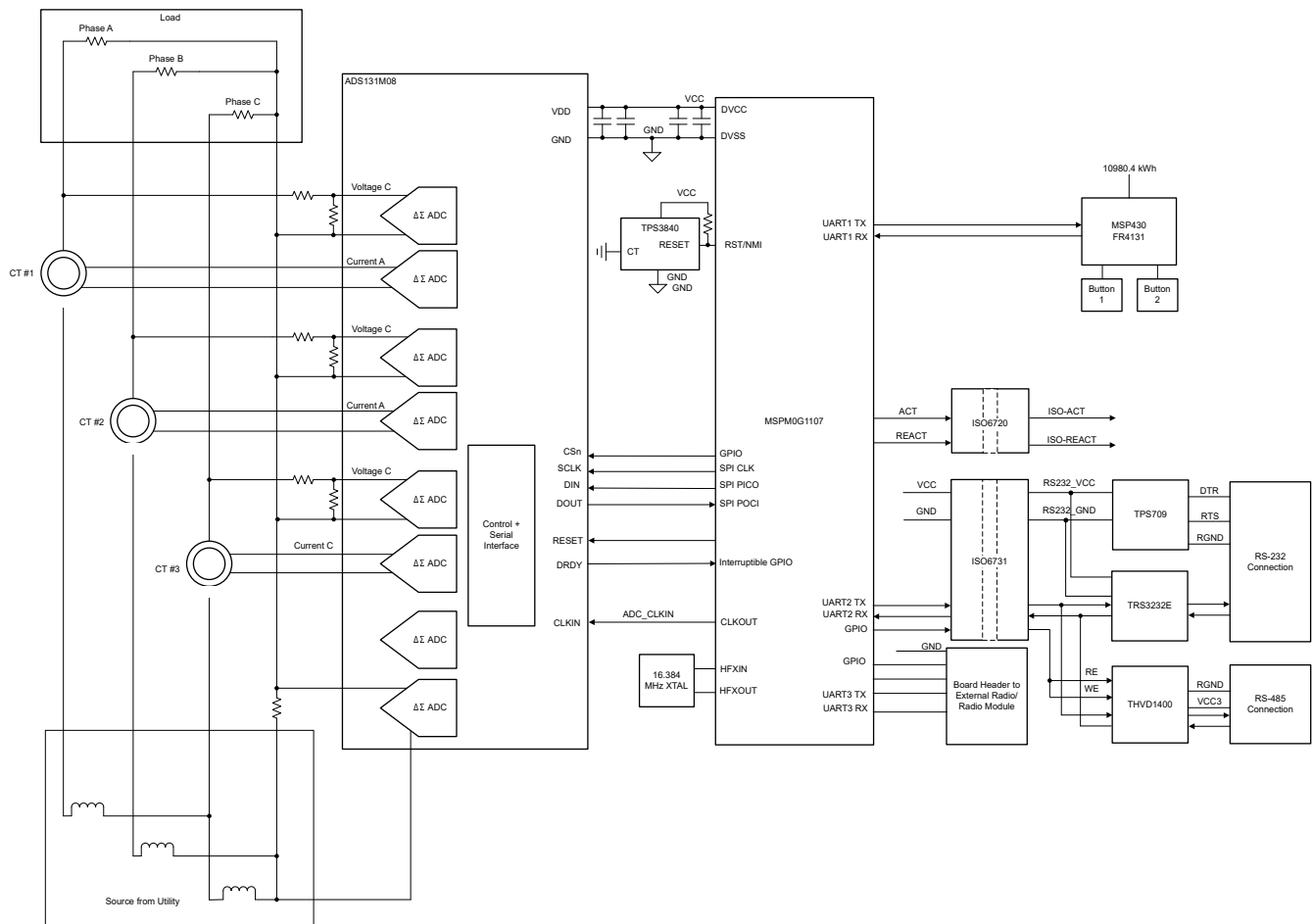
## 2 システム概要

### 2.1 ブロック図

TIDA-010243 のブロック図、3 相 + 中間の構成は、ADS131M08 ベースの 3 相エネルギー測定アプリケーションで使用される、高レベル・インターフェイスのブロック図を示しています。位相ごとに、ラインから中性線への電圧、各ラインの電流 (3 相)、および N (中性) ワイヤを流れる電流が直接測定されます。

TIDA-010243 のブロック図では、電流トランス (CT) を各電流チャンネルに接続し、シンプルな分圧器を使用して各チャンネルの対応する電圧を分圧しています。各 CT には関連する負荷抵抗があり、測定デバイスを保護するため常に接続しておく必要があります。CT と負荷抵抗は、メーカーと、エネルギー測定に必要な電流範囲に基づいて選択されます。

電圧チャンネル用の分圧抵抗の選択により、商用電源電圧が ADS131M08 デバイスの通常の入力範囲に準拠するように分圧されます。ADS131M08 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。


**図 2-1. TIDA-010243 のブロック図、3 相 + 中間の構成**



ADS131M08 の 3 つの電圧 ADC チャンネルに供給される電圧を下げることで、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、低電流でより正確なエネルギー測定が可能になります。

ADS131M08 デバイスは、次の方法で MSPM0+ MCU と通信します。

1. ADS131M08 デバイスが使用する CLKIN クロックは、MSPM0G3507 MCU の M0\_CLKOUT クロック信号出力から供給されます。
2. ADS131M08 デバイスは、CLKIN ピンに供給されるクロックを 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. 新しい ADC サンプルの準備ができた時点で、ADS131M08 デバイスは  $\overline{\text{DRDY}}$  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。
4. 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 モジュール内の 2 つの DMA チャンネルを使用して、ADS131M08 デバイスから電圧と電流のサンプルを取得します。

オプションの TPS3840 デバイスは、MSPM0+ MCU の外部 SVS として使用されます。MSPM0+ MCU にはパワー・オン・リセット (POR) と POR、およびブラウンアウト・リセット (BOR) 電源モニタが内蔵されており、4 つのスレッシュホールド電圧を設定できますが、外部の TPS3840 スタンドアロン SVS により冗長化を行い、電源の障害に対処できます。

図 2-1 で他に重要な信号は、高精度の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です。ISO6720 デバイスには絶縁型接続があり、これらのパルスを非絶縁型機器に接続できます。また、この設計は、TPS70933、ISO6731B、TRS3232E デバイスを使用する絶縁型 RS-232 通信もサポートしています。このハードウェアは、プッシュ・スイッチを使用して、ISO6731 デバイスと THVD1400 デバイスを使用する RS-485 インターフェイス、または TRS3232E を使用する RS-232 インターフェイスのいずれかを選択します。

この設計に電力を供給するには、TP6 に 3.3V、TP1 に GND を直接印加するか、3.3V と GND をアプリケーション・ボードのコネクタ J13 に接続します。それぞれのオプションの基板に電力を供給するための適切なジャンパ接続の詳細については、「[ヘッダー名とジャンパ設定](#)」を参照してください。

## 2.2 設計上の考慮事項

### 2.2.1 TPS3840 を使用する外部電源電圧スーパーバイザ (SVS)

TPS3840 デバイスは外部電源電圧スーパーバイザ (SVS) で、MSPM0+ MCU を外部からリセットするために使用します。TPS3840 は静止電流が非常に小さいため、停電が発生してもデバイスを使用でき、メータはバックアップ・バッテリーで動作します。MSPM0+ MCU には内部の POR および BOR 電源モニタが搭載されており、ディセーブルできません。このアプリケーションにはこれらの電源モニタで十分です。ただし、オプションの外部 SVS を使用すると、何らかの問題が MCU 自体に影響を与えた場合のための冗長性が SVS に付け加えられます。

この設計で使用される TPS3840DL20 デバイス・バリエーションは、負電圧スレッシュホールド電圧が  $1.72 \pm 1\% V$  です。MSPM0+ MCU に電力を供給する電圧レールが 1.74V を下回ると、TPS3840 デバイスは MSPM0+ MCU をリセットします。監視対象の電圧が、低電圧スレッシュホールドとヒステリシス電圧の値 (合計で約 1.85V) を加算した値を上回ると、ユーザー定義のリセット遅延時間  $t_D$  が経過した後、TPS3840 の RESET ピンが High になります。 $t_D$  は、TPS3840 デバイスの CT ピンに接続されているコンデンサの値に基づいて決定されます。

TPS3840 デバイスには、プッシュプル出力とオープン・ドレイン出力の両方があります。MSPM0+ MCU の JTAG 回路には 47k $\Omega$  のプルアップ抵抗が推奨されるため、この設計ではオープン・ドレイン出力バージョンの TPS3840DL20 が選択されています。

### 2.2.2 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 磁石を電気メータの近くに配置し、メータ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ため、公共事業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ため、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・センサは一般に、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<sub>OP</sub>) 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、定義された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します。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・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。電気メータの各種電力モードの代表的な使用例を次に示します。
  - 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 に独自の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・スレッシュホールドを超えたとき、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ュホー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爾できます。

- 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・センサも使用できます。図 2-2 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できる必要があります。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・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。

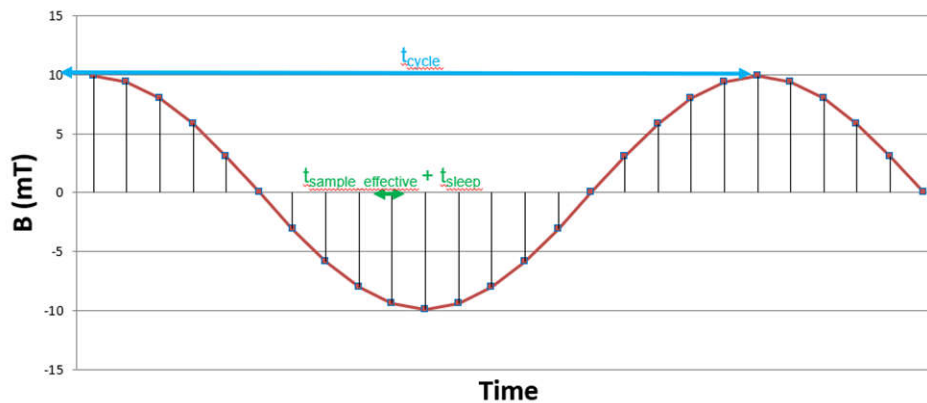


図 2-2. AC 磁界の検出

### 2.2.3 アナログ入力

この設計のアナログ・フロント・エンドは、ADS131M08 デルタ・シグマ・スタンドアロン ADC で構成されています。8 つの内蔵チャンネル・コンバータはいずれも差動で、ピンの入力電圧が  $\pm 1.2V$  を超えないことが必要です (ゲイン = 1)。この入力電圧仕様を満たすには、電流入力と電圧入力を分割する必要があります。ADS131M08 デバイスは最低  $-1.2V$  の電圧を検出できるため、商用電源からの AC 信号はレベル・シフトなしで直接接続できます。

#### 2.2.3.1 電圧測定のアナログ・フロント・エンド

商用電源からの公称電圧は  $100V \sim 240V$  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。この電圧スケールングに使用されるアナログ・フロント・エンドを、図 2-3 に示します。J1 は位相 A に電圧を印加する場所であり、位相 B と位相 C にも同様の回路を使用します。

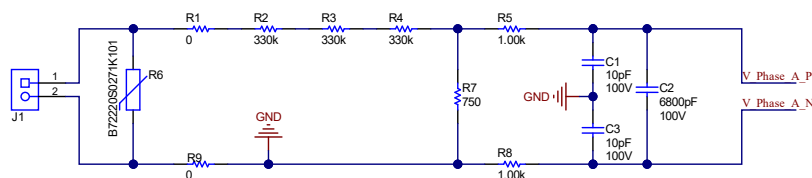


図 2-3. 電圧入力用のアナログ・フロント・エンド

電圧のアナログ・フロント・エンドには、スパイク保護用のバリスタ (R6)、電磁干渉フィルタ・ビーズ用のフットプリント (抵抗フットプリント R1 および R9)、分圧器ネットワーク (R2、R3、R4、R7)、RC ローパス・フィルタ (R5、R8、C1、C3、C2) があります。



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。このような低電流での精度を最大化するため、この設計では ADC 範囲全体のごく一部だけを電圧チャンネルに使用しています。ADS131M08 デバイスの ADC は高精度なので、この設計では電圧チャンネルに使用する ADC 範囲を狭くしても、電圧を測定するのに十分な精度を実現できます。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。

$$V_{\text{ADC\_Swing, Voltage}} = \pm V_{\text{RMS}} \times \sqrt{2} \left( \frac{R_7}{R_2 + R_3 + R_4 + R_7} \right) \quad (1)$$

この式と、図 2-3 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  $\pm 128\text{mV}$  ( $91\text{mV}_{\text{RMS}}$ ) です。(ラインと中間の間で測定される) 商用電源電圧が 230V なら、フロントエンド回路に 230V を入力すると、 $\pm 245.33\text{mV}$  ( $173.48\text{mV}_{\text{RMS}}$ ) の電圧スイングを発生します。 $\pm 128\text{mV}$  および  $\pm 245.33\text{mV}$  の電圧範囲はどちらも十分に  $\pm 1.2\text{V}$  の入力電圧範囲内で、電圧チャンネルに使用される、選択された PGA ゲイン値 1 について、ADS131M08 デバイスにより検出可能です。

### 2.2.3.2 電流測定のアナログ・フロント・エンド

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・エンドとは異なります。電流チャンネルに使用されるアナログ・フロント・エンドを、図 2-4 に示します。この図では、位相 A について、CT からの正と負のリードが、ヘッダー J4 のピン 1 とピン 3 に接続されています。位相 B と位相 C についても、同様の回路が CT に使用されます。

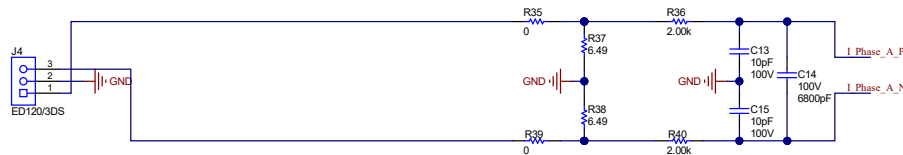


図 2-4. 電流入力のアナログ・フロント・エンド

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 (R35 と R39)、電流トランス用の負荷抵抗 (R37 と R38)、アンチエイリアス・フィルタとして機能する RC ローパス・フィルタ (R36、R40、C13、C15、C16) のフットプリントで構成されます。

図 2-4 に示すように、抵抗 R37 と R38 は負荷抵抗で、直列に接続されています。THD 性能を高くするため、1つの負荷抵抗ではなく2つの同一の負荷抵抗を直列にし、共通のポイントで GND に接続しています。この分割負荷抵抗の構成により、ADC の正端子と負端子に供給される波形は互いに 180 度の位相差があることが保証され、この ADC で最良の THD が得られます。合計負荷抵抗は、使用する電流範囲と CT の巻線比仕様に基いて選択します (この設計では、巻線比が 2000 の CT を使用します)。この設計の負荷抵抗の合計値は  $12.98\Omega$  です。

与えられた最大電流、CT 巻線比、負荷抵抗値について、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。

$$V_{\text{ADC\_Swing, Current}} = \pm \frac{\sqrt{2}(R_{37}+R_{38})I_{\text{RMS,max}}}{CT_{\text{TURNS\_RATIO}}} \quad (2)$$

この設計は最大電流が 100A、CT の巻線比が 2000、負荷抵抗が  $12.98\Omega$  なので、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スイングは最大  $\pm 918\text{mV}$  ( $649\text{mV}_{\text{RMS}}$ ) です。この  $\pm 918\text{mV}$  の最大入力電圧は、電流チャンネルについて選択された PGA ゲインの 1 について、デバイスの  $\pm 1.2\text{V}$  の入力範囲に十分に収まっています。



## 2.3 主な使用製品

### 2.3.1 ADS131M08

ADS131M08 デバイスは、8 チャンネルを持つ同時サンプリング、24 ビット、2 次デルタ・シグマ ( $\Delta\Sigma$ ) のアナログ / デジタル・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、保護の用途に最適です。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。

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、信号チェーンのエラー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 リファレンス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性検査 (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 2-5](#) に示します。

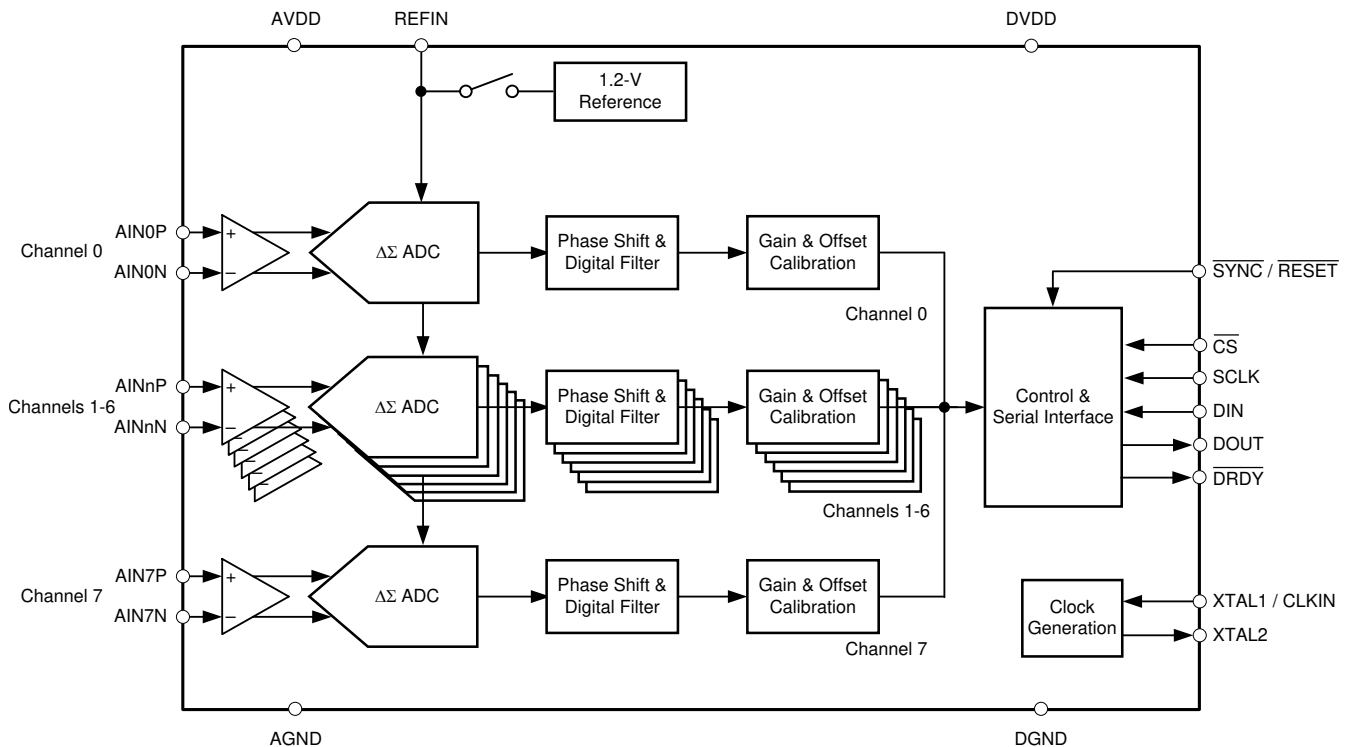


図 2-5. ADS131M08 の機能ブロック図

### 2.3.2 MSPM0G3507

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 32Mbps 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 つのユニバーサル非同期レシーバ・トランスミッタ (UART)、速度 1Mbps の 2 つの I2C、最大 60 の GPIO があります。

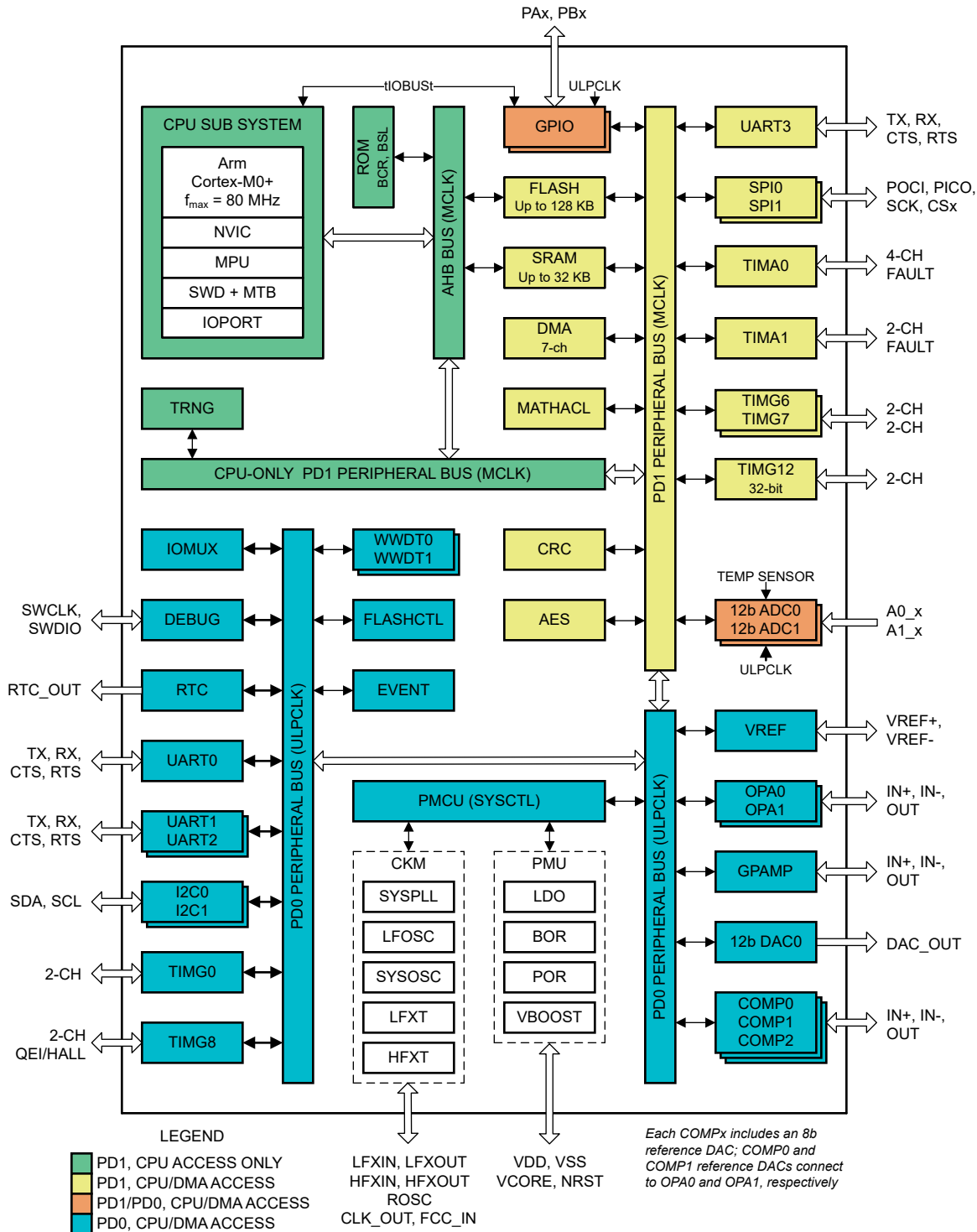


図 2-6. MSPM0G3507 の機能ブロック図

この設計の MSPM0+ MCU は、ADS131M08 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 つを使い、基板の絶縁型 RS-232 または絶縁型 RS-485 回路で PC の GUI と通信するか、計算したパラメータを 2 つ目の UART リンク経由で送信し、外部の MSP430FR4131 の LCD に表示します。

MSPM0+ MCU の CRC16 モジュールは、ADS131M08 デバイスから送信される ADC パケットの整合性を検証するために実行される CRC 計算の高速化にも使用されます。

MSPM0G3507 は、拡張温度範囲の  $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ 、 $1.62\text{V} \sim 3.6\text{V}$  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 128KB 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。

ピン互換の MSPM0G1107 デバイスは、 $-40^{\circ}\text{C} \sim 105^{\circ}\text{C}$  の範囲に対応し、アプリケーションの目標がシステム・コストの低減で、ハードウェア演算アクセラレータ (MATHACL) と AES モジュールを必要としないなら、これらのペリフェラルなしでも使用できます。

### 2.3.3 セグメント LCD ディスプレイ駆動用の MSP430FR4131

超低消費電力 (ULP) の MSP430FR413x マイクロコントローラ・ファミリは、リモート・コントロール、サーモスタット、スマート・メータ、血糖値測定器、血圧計など、内蔵の 10 ビット ADC を利用する低コストの LCD 機器に使用できます。この MCU には強力な 16 ビット RISC CPU、16 ビット・レジスタ、および定数ジェネレータが搭載されているため、最高水準のコード効率を実現できます。また、デジタル制御発振器 (DCO) により、低消費電力モードからアクティブ・モードへ  $10\mu\text{s}$  未満でウェークアップできます。アーキテクチャは、多様な低消費電力モードを組み合わせ、携帯型測定機器で長いバッテリー駆動時間を実現するように最適化されています。MSP430™ FRAM マイクロコントローラ・プラットフォームは、独自の組み込み FRAM (強誘導体メモリ) と包括的な超低消費電力のシステム・アーキテクチャを組み合わせたもので、システム設計において性能の向上と消費電力の削減を両立できます。FRAM テクノロジーは、RAM の低消費電力で高速な書き込み、柔軟性、耐久性と、フラッシュの不揮発性動作を併せ持つものです。

この FRAM MCU は、温度範囲が  $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$  で、 $1.8\text{V} \sim 3.6\text{V}$  の広い電源電圧範囲に対応し、4KB のプログラム FRAM + 512B の情報 FRAM + 512B の RAM メモリを内蔵しています。

主な特長として、MSP430FR4131 の内蔵 LCD ドライバ・モジュールは、電気メータでごく一般的な  $4 \times 36$  または  $8 \times 32$  セグメントの LCD ディスプレイをサポートしています。

### 2.3.4 TPS3840

TPS3840 ファミリの電圧スーパーバイザまたはリセット IC は、VDD と温度範囲の全体にわたって非常に小さな静止電流を維持しながら、高い電圧レベルで動作できます。TPS3840 デバイスは、低消費電力、高精度、短い伝搬遅延の最良の組み合わせを実現しています。

リセット出力信号は、VDD の電圧が負の電圧スレッショルド ( $V_{IT-}$ ) を下回ったとき、またはマニュアル・リセットが論理 Low にされたとき ( $V_{MR-L}$ ) にアサートされます。リセット信号は、VDD が  $V_{IT-}$  にヒステリシスを加えた値 ( $V_{IT+}$ ) を上回り、マニュアル・リセット ( $\overline{\text{MR}}$ ) がフローティングまたは  $V_{MR-H}$  を上回った状態で、リセット遅延時間 ( $t_D$ ) が経過したとき、クリアされます。CT ピンのグラウンドにコンデンサを接続すると、高速リセット CT ピンをフローティングのままにできるため、リセット時間遅延をプログラムできます。追加の特長として、低いパワー・オン・リセット電圧 ( $V_{POR}$ )、 $\overline{\text{MR}}$  および VDD のグリッチ耐性保護機能の内蔵、ヒステリシスの内蔵、小さいオープン・ドレイン出力リーク電流 ( $I_{LKG(OD)}$ ) が挙げられます。

電気メータの場合、外部 SVS デバイスを使用してシステム内のマイクロコントローラをリセットすることは、たとえマイクロコントローラにすでに SVS が内蔵されている場合でも、有益な場合があります。この設計では、セキュリティ・レベルを高めるため、TPS3840 外部 SVS デバイスが追加されています。外部 SVS デバイスは、商用電源から電力を供給される AC/DC レールのいずれかを監視し、商用電源の停電状態を早期に検出するためにも使用できます。

この設計では、TPS3840DL17 バリエーションを特に使用しています。このバリエーションは、1.7V のスレッショルドとオープン・ドレインのアクティブ Low 出力を備えています。

### 2.3.5 THVD1400

THVD1400 は、産業用アプリケーション向けの堅牢な半二重 RS-485 トランシーバです。バス・ピンは高レベルの IEC 接触放電 ESD イベントに対する耐性があるため、 $\pm 12\text{kV}$  の IEC 61000-4-2 接触放電バス I/O 保護により、システム・レベルの保護部品を追加する必要がありません。このデバイスは、単一の  $3 \sim 5.5\text{V}$  電源で動作し、ドロップイン互換で利用できる業界標準の 8 ピン SOIC パッケージと、業界最先端の小型 SOT パッケージで供給されます。

このデバイスは  $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の周囲温度で動作が規定されており、TIA/EIA-485A 規格の要件を満たす、またはそれを上回る性能も備えています。同相電圧範囲が広く、バスのピンでの入力リークが小さいため、長いケーブルを使用するマルチポイントのアプリケーションに適しています。

この設計では、このデバイスが特に、UART から RS-485 信号への変換に使用されています。

### 2.3.6 ISO6731

PC への RS-232 および RS-485 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 および絶縁型 RS-485 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。この ISO6731 デバイスは、CMOS や LVCMOS のデジタル I/O を絶縁しながら、低消費電力で高い電磁気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、マルチマスタ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。入力電力または入力信号が消失した場合のデフォルト出力は、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。

この設計では、RS-485 通信モードの TX と RX に 2 つの絶縁チャンネルを使用し、3 番目の絶縁チャンネルはレシーバまたはドライバのイネーブルに使用する RE\_DE 制御信号に使用します。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 電源、-40°C ~ +125°C の範囲の温度で動作します。

### 2.3.7 ISO6720

この ISO6720 デバイスは、UL 1577 準拠で最高 3000V<sub>RMS</sub> (D パッケージ) 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、高性能なデュアル・チャンネル・デジタル・アイソレータです。これらのデバイスは VDE、TUV、CSA、CQC の認定も受けています。

この ISO6720 デバイスは、CMOS や LVCMOS のデジタル I/O を絶縁しながら、低消費電力で高い電磁気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 ISO6720 デバイスには 2 つの絶縁チャンネルがあり、どちらのチャンネルも同一方向です。革新的なチップ設計およびレイアウト技法により、この ISO6720 デバイスは電磁気互換性が大幅に強化されているため、システム・レベルの ESD、EFT、サージ、放出の規格を容易に満たします。この ISO6720 ファミリのデバイスは、8 ピン SOIC ナローボディ (D) パッケージで供給され、旧世代の製品とピン互換でアップグレードできます。

メータの有効エネルギーと無効エネルギーの精度をテストするため、消費されるエネルギー量に比例するレートでパルスが出力されます。その後リファレンス・メータが、これらのパルスと、メータに供給されるエネルギーの量に基づいて誤差を計算し、電気メータの精度を判定できます。このリファレンス・デザインでは、有効および無効エネルギーの累積消費量に対応したパルスが、ヘッダー経由で出力されます。ISO6720 デバイスを使用すると、これらのヘッダーが絶縁され、非絶縁型機器に接続できるようになります。この設計では、ISO6720 デバイスの D パッケージを使用します。これによって、これらの信号は絶縁電圧が 3000V<sub>RMS</sub> になります。これらの絶縁された有効および無効信号は、絶縁側の VCC (ISO\_VCC) と GND (ISO\_GND) の間に選択した最大電圧出力を印加することで、最大電圧出力を 3.3V または 5V に設定できます。

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 電源、-40°C ~ +125°C の範囲の温度で動作します。



### 2.3.8 TRS3232E

RS-232 規格と正しく接続するには、基板上の 3.3V ドメインとポート自体の 12V との間で変換を行う電圧変換システムが必要です。変換を容易にするため、この設計は TRS3232E デバイスを使用しています。TRS3232E デバイスは、RS-232 ポートの高電圧信号を、チャージ・ポンプ・システム経由の 3.3V DVCC のみで駆動できます。

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 (Telecommunications Industry Association および Electronic Industries Alliance) 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・コネクタの間の電気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 のデータ信号速度、最大  $30\text{V}/\mu\text{s}$  のドライバ出力スlewレートで動作します。

### 2.3.9 TPS709

絶縁境界のデータ端末装置 (DTE) 側と RS-232 チャージ・ポンプに電力を供給するには、2 つの方法があります。このインターフェイスは、絶縁型電源を実装することも、RS-232 ラインから電力をハーベストすることもできます。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ハーベストする 2 番目の方法を実装するため、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。

RS-232 回路での使用に加えて、追加の TPS709 デバイスを使用して、5V 入力電圧を、5V\_IN レールから、基板上のほとんどの部品の電力として使用される 3.3V まで調整します。

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。

### 2.3.10 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、いくつかの動作 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、熱履歴の確認または特定の磁界における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 of 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・モードとスリープ・モードを含む) に構成できるため、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 2-7](#) に示します。

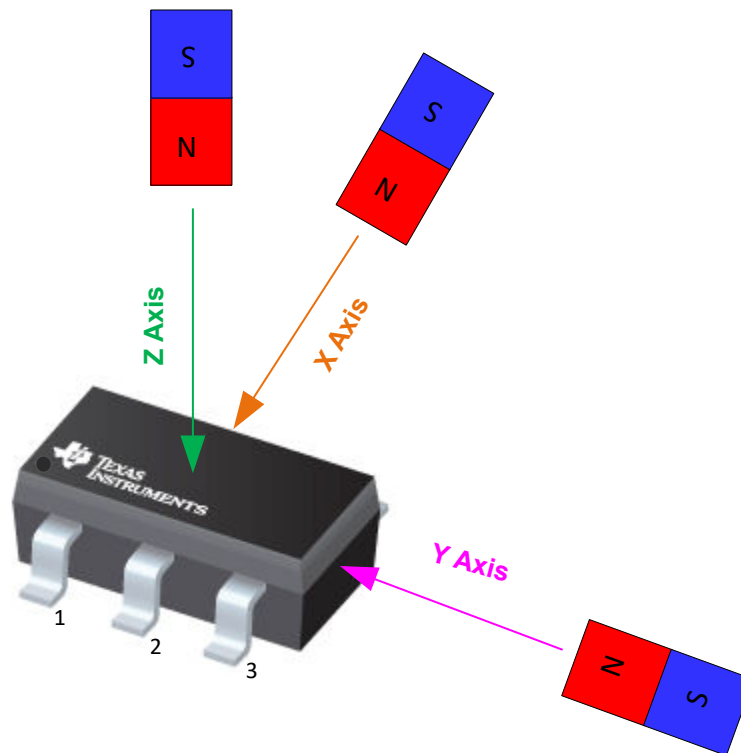


図 2-7. 磁界方向の定義

## 3 システム設計理論

この章では、MSPM0G3507 および ADS131M08 デバイスのハードウェア・アーキテクチャと、必要なソフトウェア・サポートについて説明します。

### 3.1 計測テスト用のソフトウェアを実装する方法

この設計の評価に使用する MSPM0+ ソフトウェアは、テスト用ソフトウェアです。このセクションでは、計測テスト用のカスタム・ソフトウェアを実装する方法を理解できるよう、テスト用ソフトウェアの機能について説明します。このセクションでは、ADS131M08 デバイスと、MSPM0G3507 MCU 上の各種ペリフェラルのセットアップについて説明します。また、計測ソフトウェアについて [フォアグラウンド・プロセス](#) と [バックグラウンド・プロセス](#) の 2 つの主なプロセスに分けて説明します。

このリファレンス・デザインに含まれているテスト・データは、MSPM0G3507 MCU 用に作成された汎用テスト・コードを使用して取得されたものです。このテスト・コードは、[ADC エネルギー計測ライブラリ](#) のソフトウェアを TI MSPM0G シリーズの MCU 用に移植したものです。

元の [ADC エネルギー計測ライブラリ](#) は Arm Cortex-M4F MCU で開発およびテストされたもので、テキサス・インスツルメンツの Sub-1GHz および 2.4GHz デバイスのワイヤレス MCU ポートフォリオなど、一般的な Arm Cortex-M3、M4(F)、M33 マイクロコントローラへ簡単に移植できます。

MSPM0+ ソフトウェアにはハードウェア抽象化レイヤが含まれているため、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。また、このソフトウェアには、TIDA-010243 リファレンス・デザインから計測パラメータを表示するための Microsoft Windows PC 用の GUI も含まれています。

### 3.2 クロック供給システム

MSPM0G3507 MCU は、CPU クロック (MCLK) を 79.87MHz に設定し、ADS131M08 への CLK\_OUT クロック信号を 8.192MHz に設定するように構成されています。外部の 16.384MHz XTAL は 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。

外部の 16.384MHz 水晶振動子を 2 で分周すると、CLK\_OUT の出力周波数 8.192MHz が生成されます。デバイスの補助クロック (RTCCLK) のクロック・ソースには、32.768kHz の内部 LFOSC が使用されます。

これらの設定はすべて、[SYSCONFIG](#) ツール内のグラフィカルなクロック・ツリー構成を利用して、ソフトウェア配布物に含まれている TIDA-010243.syscfg ファイルに構成されます。

### 3.3 GUI 通信用の UART のセットアップ

MSPM0+ MCU は、このリファレンス・デザインの RS-232 または RS-485 接続を使用して、PC の GUI と通信するように構成されています。MSPM0G3507 MCU は、8N1 で 115,200 ボーに構成された UART モジュールを使用して PC の GUI と通信します。

### 3.4 リアルタイム・クロック (RTC)

MSPM0G3507 MCU のリアルタイム・クロック・モジュールは、正確な 2 秒の割り込みを行い、必要に応じてカレンダーの時刻と日付を更新するように構成されています。

### 3.5 MSP430FR4131 の LCD コントローラ

MSP430FR4131 MCU の LCD\_E ペリフェラル・モジュールは、この設計で FH-1152P LCD を使用しているように、256 セグメントの 8 マルチプレクス・ディスプレイ、または 144 セグメントの 4 マルチプレクス・ディスプレイまでをサポートできます。PCB レイアウト主導の設計プロセスで、LCD\_E はソフトウェアで完全に構成可能なセグメント S と共通 COM 信号を提供し、対応する MSP430 デバイス・ピンに接続されます。これにより、PCB の配線を最適化して、信号の交差を回避し、信号を PCB の片面、この例では最上層のみに収めることができます。LCD モジュールの内部チャージ・ポンプを使用する場合は、外部から供給されるコンデンサを LCDCAP0 および LCDCAP1 ピンに、MCU とできるだけ近づけて配置します。コンデンサとデバイスは、短いまっすぐな配線で接続します。システム・コストを最小限に抑えるため、VLO オンチップ発振器の使用を推奨します。超低消費電力の VLO の精度は 10kHz  $\pm$ 50% なので、VLO を、周波数ロック・ループ (FLL) 付きの精度  $\pm$ 1% のオンチップ 16MHz デジタル制御発振器 (DCO) に対してキャリブレーションします。

または、MSPM0G3507 デバイスからの 32.768kHz クロック出力を、GPIO 出力を使用して MSP430FR4131 に供給することもできます。

### 3.6 ダイレクト・メモリ・アクセス (DMA)

DMA モジュールは、MSPM0G3507 MCU と ADS131M08 デバイスの間でパケットを転送し、ハードウェア・リソースとタイミングのオーバーヘッドを最小限に抑えます。ADS131M08 との通信には、2 つの DMA チャンネルが使用されます。DMA チャンネル 0 を使用して ADS131M08 にデータを送信し、同時に DMA チャンネル 1 を使用して SPI バス経由で ADS131M08 から測定データを受信します。ADS131M08 から完全なパケットを受信すると割り込みが生成され、データ・パケットの CRC16 検証が行われ (この手順はオプションですが、強く推奨)、最後に各位相ラインと中間ラインごとに、パケットが電圧と電流の値に逆アセンブルされます。MSPM0G3507 MCU の DMA を使用して送受信されるパケットを、[図 3-5](#) に示します。

### 3.7 ADC のセットアップ

ADS131M08 のレジスタは、7 つのチャンネルすべてから測定データを供給するために初期化する必要があります (8 番目のチャンネルは未使用ですが、同様に SPI 経由で読み出す必要があります)。MSPM0G3507 MCU がリセットされた後で ADS131M08 が最初にセットアップされる時、このプロセスは行われ、それ以外にもキャリブレーションの実行ごとに行われます。

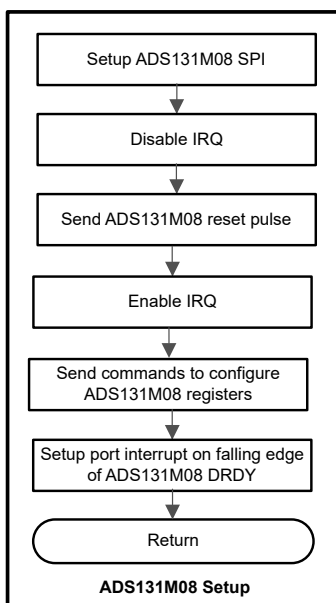


図 3-1. ADC の初期化と同期のプロセス

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 ADS131M08 デバイスと通信するように構成されています (チップ・セレクト信号は、SPI ハードウェア・モジュールによって自動的に High および Low にアサートされます)。また、19.87MHz の SPI クロック (MCU MCLK クロックを 4 分周したもの) を使用します。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、リセット・コマンドが MSPM0+ MCU から SPI 経由で ADS131M08 に送信されます。その後で割り込みが再度イネーブルされ、MSPM0+ MCU は ADS131M08 にコマンドを送信してレジスタを構成します。

ADS131M08 レジスタに書き込みコマンドを送信することで、次の構成が行われます。

- MODE レジスタの設定：16 ビットの CCITT CRC を使用、ADS131M08 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  $\overline{\text{DRDY}}$  信号をアサート、変換値が利用できないとき  $\overline{\text{DRDY}}$  を High にアサート、変換値の準備ができたとき  $\overline{\text{DRDY}}$  を Low にアサート
- GAIN1 レジスタの設定：4 つの ADC チャンネルすべての PGA ゲインとして 1 を使用
- CFG レジスタの設定：電流検出モードがディセーブル
- CHx\_CNG レジスタの設定 (x はチャンネル番号)
  - 3 相モード：7 つの ADC チャンネル入力すべてを外部 ADC ピンに接続し、各チャンネルのチャンネル位相遅延を 0 に設定 (ADS131M08 ハードウェア位相補償の代わりにソフトウェア位相補償が使用されることに注意)。



- CLOCK レジスタの設定 : 512 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

ADS131M08 レジスタが正しく初期化された後、MSPM0+ MCU は  $\overline{\text{DRDY}}$  ピンで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設定されます。これは、ADS131M08 で新しい測定サンプルが利用可能なことを示しています。

ADS131M08 変調器のクロックは、CLKIN ピンに供給されるクロックから派生します。CLKIN ピンは、MSPM0+ MCU の CLK\_OUT 出力から出力されます。ADS131M08 デバイスの CLKIN ピンに供給されるクロックは内部で 2 分周され、ADS131M08 変調器のクロックを生成します。したがって、ADS131M08 のサンプリング周波数は、式 3 に示すように定義されます。

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

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、ADS131M08 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、ADS131M08 の CLKIN ピンに供給される MSPM0+ MCU の CLK\_OUT 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 512 に選択されます。その結果、ADS131M08 変調器のクロックは 4.096MHz に設定され、サンプリング・レートは毎秒 8000 サンプルに設定されます。

各ラインから中性線までの電圧を測定する 3 相システムでは、3 つの電圧と 3 つの電流を個別に測定するため、少なくとも 6 つの ADC チャンネルが必要です。この設計では、3 相構成用のソフトウェアで、以下の ADS131M08 チャンネル・マッピングが使用されます。

- AIN0P および AIN0N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電圧 V1 (位相 A のラインから中性線までの電圧)
- AIN1P および AIN1N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電圧 V2 (位相 B のラインから中性線までの電圧)
- AIN2P および AIN2N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電圧 V3 (位相 C のラインから中性線までの電圧)
- AIN3P および AIN3N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電流 I1 (位相 A 電流)
- AIN4P および AIN4N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電流 I2 (位相 B 電流)
- AIN5P および AIN5N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電流 I3 (位相 C 電流)
- AIN6P および AIN6N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 電流 N (中間電流)
- AIN7P および AIN7N ADS131M08 ADC チャンネル・ピン → 未接続、ADS131M08 が 24 ビット・モードでチャンネル 7 がディセーブルのとき、チャンネル 7 のデータは常に SPI 経由で 0x00 00 00 として報告されます

### 3.8 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 ADS131M08 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。

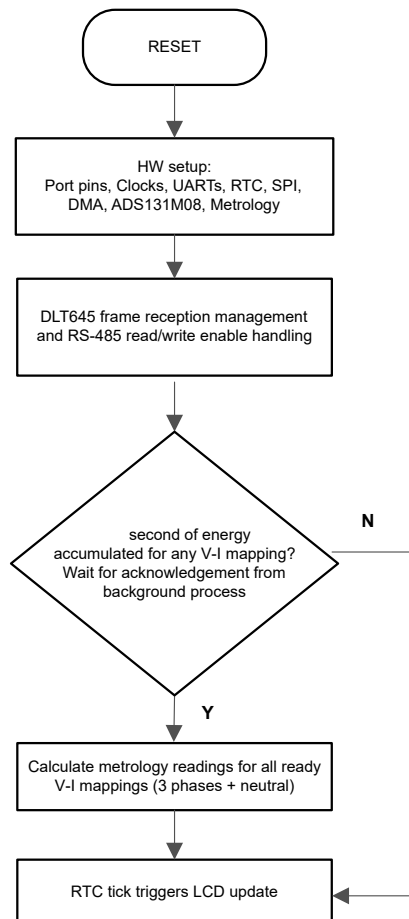


図 3-2. フォアグラウンド・プロセス

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)
- UART 機能用の 4 つの UART ポート
- SPI の受信と送信用にそれぞれ 1 つ、合計 2 つの DMA チャンネル
- ADS131M08 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。PC の GUI との通信用に RS-485 を選択した場合、THVD1400 デバイスは、PC の GUI からパケットを受信して、応答を GUI に返信できるよう、適切な時点で RE および DE ピンを駆動し、レシーバとドライバをイネーブルする必要があります。MSPM0+ MCU から PC GUI にパケットが送信された後で、フォアグラウンド・プロセスはパケットが MSPM0+ MCU から完全に送出された後、かつ GUI が次のパケットを送出する前に、RE および DE ピンをアサートします。

その後で、フォアグラウンド・プロセスは、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、電圧と電流のマッピングについて新しい計量パラメータを計算するという通知があっ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、バックグラウンド・プロセスで約 1 秒間累積された、処理済みのドット積で構成されます。これは、受信する電圧信号と同期して 50 または 60 サイクルのデータを累積することに相当します。さらにサンプル・カウンタは、このフレーム期間にわたって累積されるサンプルの数を追跡します。この数は、ソフトウェアが受信する商用電源周波数と同期することで変化する可能性があります。

処理されるドット製品には、 $V_{RMS}$ 、 $I_{RMS}$ 、有効電力、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。処理済みの電圧ドット積、電流ドット積、有効エネルギーのドット積、無効エネルギーのドット積は別の 64 ビット・レジスタに累積され、以後の処理で RMS と平均値が得られます。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。周波数 (Hz 単位) と力率も、[セクション 3.8.1](#) 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 相構成では、3 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には、異なる電圧および電流チャネルがあります。特に、ライン A のラインから中性線への電圧の測定と、ライン A の電流の測定は、1 つのマッピングについて互いに関連付けられ、ライン B のラインから中性線への電圧の測定と、ライン B の電流の測定も、別のマッピングについて互いに関連付けられます。ライン C についても同様です。簡略化のため、このドキュメントの以後の部分、および PC の GUI では、それぞれの電圧から電流へのマッピングが位相と呼ばれています。

フォアグラウンド・プロセスでも LCD が更新されます。LCD の表示項目は 2 秒ごとに変更されます。LCD に表示される各項目の詳細については、[セクション 4.2.4.1](#) を参照してください。

### 3.8.1 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 8000Hz 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、各位相の電圧と電流の RMS 値を取得するために使用されます。RMS 値は、次の数式で求められます。

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

$$I_{RMS, ph} = K_{i, ph} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} i_{ph}(n) \times i_{ph}(n)}{\text{Sample Count}}} - i_{\text{offset, ph}} \quad (5)$$

ここで、

- $pH$  = 計算される位相パラメータ [すなわち、位相 A (= 1) または B (= 2)]
- $v_{ph}(n)$  = 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
- $i_{ph}(n)$  = 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
- $K_{v, ph}$  = 電圧のスケーリング係数
- $K_{i, ph}$  = 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。

$$P_{ACT, ph} = K_{ACT, ph} \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} v(n) \times i_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - P_{ACT\_Offset, ph} \quad (6)$$

$$P_{REACT, ph} = K_{REACT, ph} \frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} v_{90, ph}(n) \times i_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - P_{REACT\_Offset, ph} \quad (7)$$

$$P_{APP, ph} = \sqrt{P_{ACT, ph}^2 + P_{REACT, ph}^2} \quad (8)$$

ここで

- $v_{90}(n)$  = サンプル時「 $n$ 」が  $90^\circ$ シフトした電圧サンプル
- $K_{ACT, ph}$  = 有効電力のスケーリング係数
- $K_{REACT, ph}$  = 無効電力のスケーリング係数

- $P_{ACT\_offset, ph}$  = 他の位相および中間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
- $P_{REACT\_offset, ph}$  = 他の位相および中間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°位相シフト・アプローチが使用されることに注意してください。

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°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°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 つのサンプルにおいて、電流サンプルの前で電圧サンプルが 90°よりわずかに大きく、電流サンプルの使用前で電圧サンプルが 90°よりわずかに小さくなっています。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 サンプルの遅延により実現されます。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・ソフトウェアでは、分数遅延の作成に使用されるフィルタ係数はルックアップ・テーブルから得られます。

位相ごとの有効電力と無効電力の計算に加えて、これらのパラメータの累積和も、式 9、式 10、式 11 を使用して計算されます。

$$P_{ACT, Cumulative} = \sum_{ph=1}^2 P_{ACT, ph} \quad (9)$$

$$P_{REACT, Cumulative} = \sum_{ph=1}^2 P_{REACT, ph} \quad (10)$$

$$P_{APP, Cumulative} = \sum_{ph=1}^2 P_{APP, ph} \quad (11)$$

計算された電力を使用して、式 12 でエネルギーを計算します。

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

ここから、式 13、式 14、式 15 によってエネルギーが累算され、累積エネルギーが計算されます。

$$E_{ACT, Cumulative} = \sum_{ph=1}^2 E_{ACT, ph} \quad (13)$$

$$E_{REACT, Cumulative} = \sum_{ph=1}^2 E_{REACT, ph} \quad (14)$$

$$E_{APP, Cumulative} = \sum_{ph=1}^2 E_{APP, ph} \quad (15)$$

次に、計算されたエネルギーがバッファに累算され、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ることに注意してください。使用可能なバッファは、位相ごとに 1 つ、全位相の累算用に 1 つ、合計 4 セットです。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. 有効なインポート・エネルギー (有効エネルギー  $\geq 0$  のときは有効エネルギー)
2. 有効なエクスポート・エネルギー (有効エネルギー  $< 0$  のときは有効エネルギー)
3. 無効なクワッド I エネルギー (無効エネルギー  $\geq 0$ 、有効電力  $\geq 0$  のときは無効エネルギー、誘導性負荷)
4. 無効なクワッド II エネルギー (無効エネルギー  $\geq 0$ 、有効電力  $< 0$  のときは無効エネルギー、容量性ジェネレータ)
5. 無効なクワッド III エネルギー (無効エネルギー  $< 0$ 、有効電力  $< 0$  のときは無効エネルギー、誘導性ジェネレータ)
6. 無効なクワッド IV エネルギー (無効エネルギー  $< 0$ 、有効電力  $\geq 0$  のときは無効エネルギー、容量性負荷)



7. 皮相インポート・エネルギー (有効エネルギー  $\geq 0$  のときは皮相エネルギー)
8. 皮相エクスポート・エネルギー (有効エネルギー  $< 0$  のときは皮相エネルギー)

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 16 で Hz に変換します。

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{\text{Sample Rate (samples / second)}}{\text{Frequency (samples / second)}} \quad (16)$$

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 17 で計算されます。

$$\text{Internal Representation of Power Factor} = \begin{cases} \frac{P_{\text{ACT}}}{P_{\text{Apparent}}} & , \text{ if capacitive load} \\ \frac{P_{\text{ACT}}}{P_{\text{Apparent}}} & , \text{ if inductive load} \end{cases} \quad (17)$$

### 3.9 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。灰色の項目は、テスト・ソフトウェアではなくハードウェア設定によって行われます。

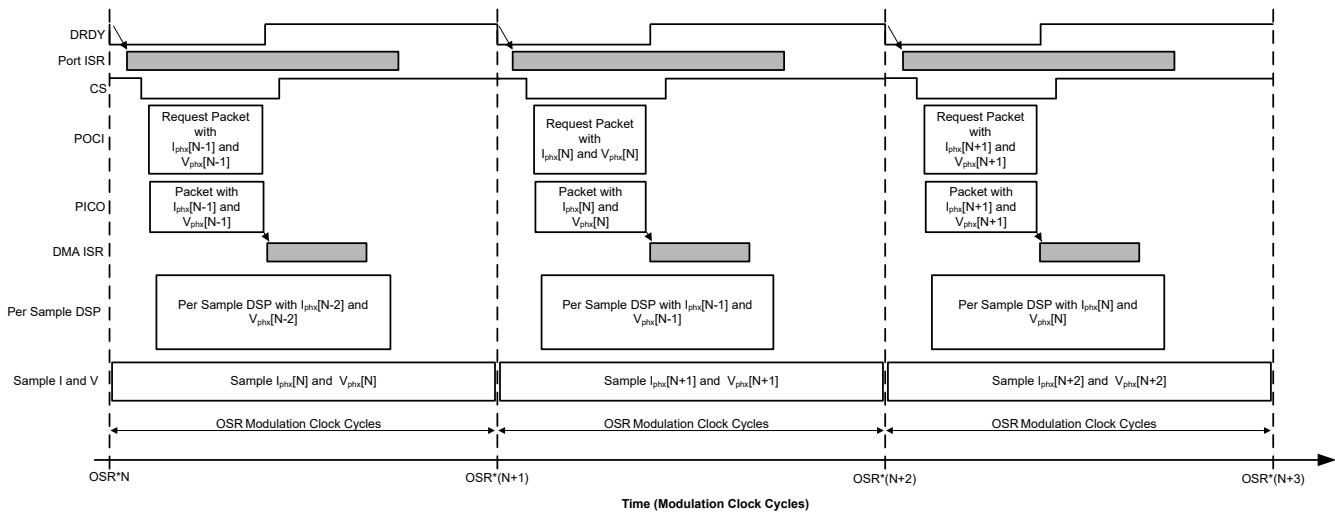


図 3-3. 電圧と電流のサンプリング・イベント

図 3-3 に示されているプロセスを実行するため、各相について、すべての OSR ごと (この設計では 512 ごと) に新しい電流サンプルが準備され、SPI バスを経由して MSPM0+ MCU に、毎秒 8000 のサンプルが送られます。各サンプルには 30 バイト、ADC チャンネルごとに 3 バイトのデータが含まれています。ADS131M08 デバイスからの最新の位相電流および電圧のサンプルが、N - 1 番目の電流および電圧のサンプル、または  $I_{\text{phx}}[N - 1]$  および  $V_{\text{phx}}[N - 1]$  に対応していると想定します。新しいサンプルの準備ができた時点で、ADS131M08 によって  $\overline{\text{DRDY}}$  ピンが Low にアサートされます。ADS131M08 の  $\overline{\text{DRDY}}$  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。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。

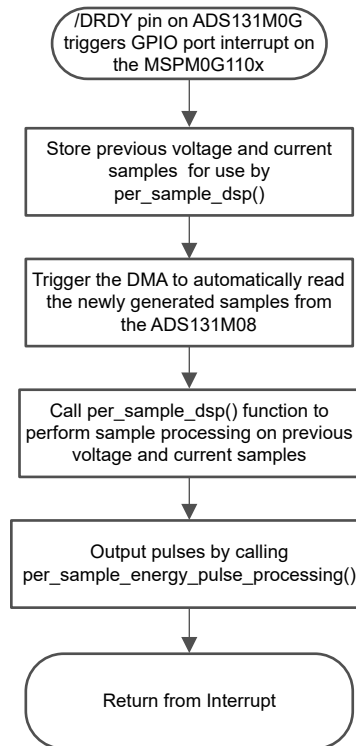


図 3-4. バックグラウンド・プロセス

バックグラウンド・プロセスでは、以前に取得した電圧サンプル ( $V_{\text{phx}}[N-2]$ ) と、以前に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。

以前に取得した電圧と電流のサンプルを保存した後、チップ・セレクトを Low にアサートし、ADS131M08 との通信がイネーブルされます。次に DMA が、ADS131M08 デバイスの最新の電流と電圧のサンプル ( $I_{\text{phx}}[N-1]$  と  $V_{\text{phx}}[N-1]$ ) へのリクエストを送信し、ADS131M08 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。現在のサンプルの要求と受信は、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 によって受信および結合される ADS131M08 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 10 ワードが含まれ、各ワードは 3 バイト長なので、SPI バス経由で 30 バイトの DMA トランザクションが発生します。

MSPM0+ 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 5 x (3 bytes = 0x00 00 00)	Dummy Write (3 bytes = 0x00 00 00)	Dummy Write (3 bytes = 0x00 00 00)
MSPM0+ Receive	Response to Command[N]/Not used in design (3 bytes)	ADS131M08 Ch 0 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M08 Ch 1 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M08 Ch 2...Ch 6 Samples (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M08 Ch 7 Sample (3 bytes, 0x00 00 00, MSB sent first)	ADS131M08 Packet CRC (3 bytes, MSB sent first)

図 3-5. ADS131M08 ADC のサンプル・リクエスト・パケット

ADS131M08 デバイスから ADC データを要求するとき、ADS131M08 に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、ADS131M08 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、ADS131M08 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 ADS131M08 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、ADS131M08 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。ADS131M08 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ます。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 ADS131M08 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 21 のダミー・バイトを書き込むと、チャンネル 1、チャンネル 2 の順に、チャンネル 7 までの ADC データが取得されます。最後に、次の 3 つのダミー・バイトを書き込むと、CRC ワードを取得します。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、ADS131M08 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)。

図 3-3 は、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ることを示しています。ISR 内では、9 つのコマンドおよび ADC ワード (合計  $9 \times 3 = 27$  バイト) にわたって 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。MSPM0G3507 MCU の CRC モジュールを使用する方法と、memcpy() 関数を使用して 27 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。

どちらの方法も、テスト・ソフトウェアに正しく実装されています。verify\_add\_CRC() 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 27 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、ADS131M08 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 28 と 29 から解析されます (バイト 30 は CRC16 のゼロパディングなので、このバイトの値は無視されます)。

計算された CRC と解析された CRC が等しい場合、CRC チェックは成功し、ADC データが解析されて、 $N - 1$  の時点での電圧および電流サンプルの値が得られます。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 関数が呼び出されると、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、 $\overline{\text{CS}}$  (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 ADS131M08 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 チャンネルを使用して MSPM0+ MCU に転送すると同時に、ADS131M08 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、ADS131M08 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と出力に「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。

### 3.10 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。

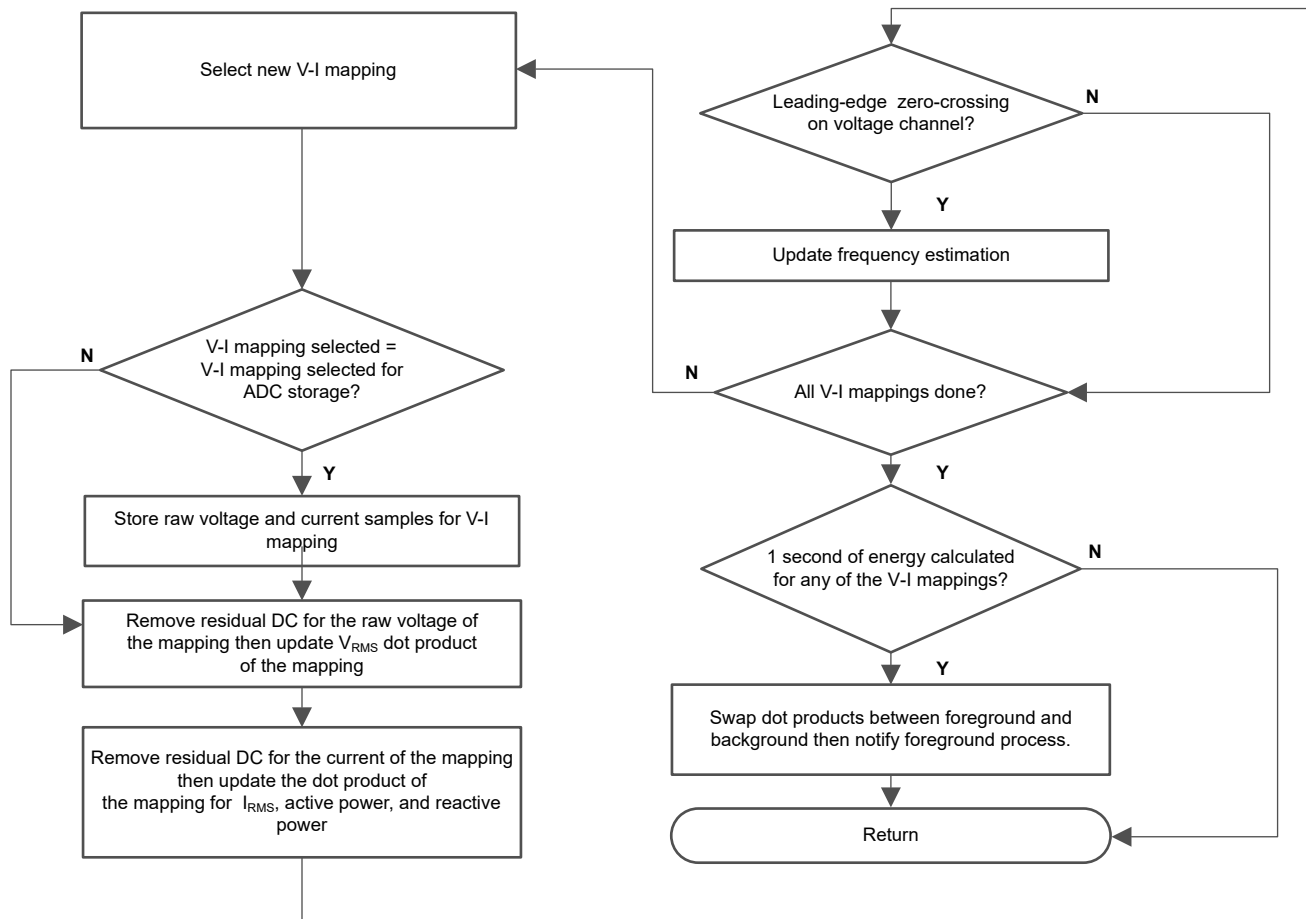


図 3-6. per\_sample\_dsp 関数

十分なサンプル (約 1 秒分) が累算された後で、フォアグラウンド機能がトリガされ、 $V_{RMS}$ 、 $I_{RMS}$ 、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、力率の最終値が計算されます。テスト・ソフトウェアには、位相に対応する 2 つのドット積のセットがあります。どの時点でも、片方がフォアグラウンドで計算に使用され、もう片方はバックグラウンドでワーキング・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。電圧チャンネルにリーディング・エッジのゼロクロス (- から + への電圧遷移) が存在する場合、per\_sample\_dsp() 関数も位相の対応する周波数 (サイクルあたりのサンプル数) を更新します。

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。

#### 3.10.1 電圧と電流の信号

この設計のテスト・ソフトウェアは、位相 A、B、C の未加工電圧および電流の ADC 値の保存をサポートしています。これらの未加工の ADS131M08 サンプルは符号付き整数で、これらのコンバータの浮遊 DC 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削除されます。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。

### 3.10.2 周波数測定とサイクル・トラッキング

瞬間的な電圧、電流、有効電力、無効電力は、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・カウンタとサンプル・カウンタは、累算されたサンプル数を追跡します。約 1 秒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・プロセスに通知が行われ、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。

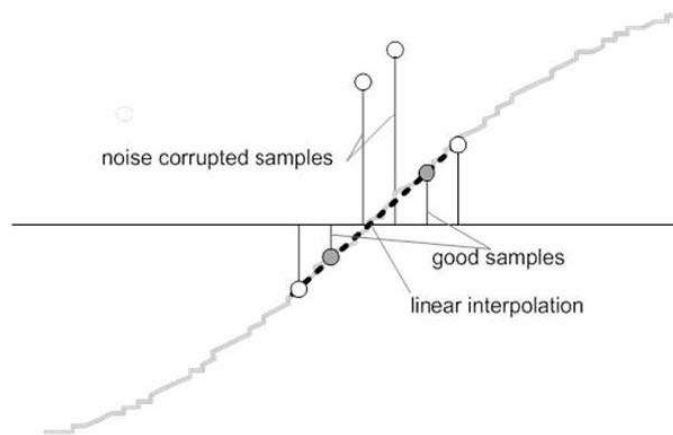


図 3-7. 周波数の測定

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。

### 3.11 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。

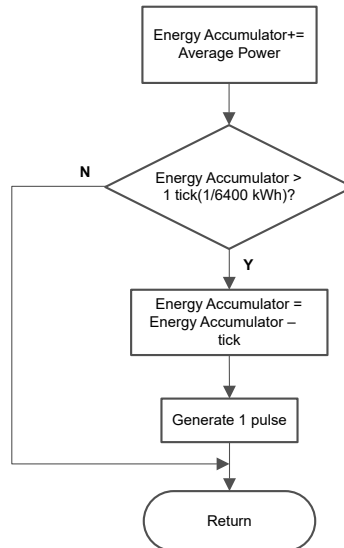
このアプリケーションは、平均電力を使用して、これらのエネルギー・パルスを生成します。DRDY ポート ISR 割り込みが発生するたびに平均電力が累算され、前の 1 秒のタイム・フレームで累算されたエネルギーが、現在の 1 秒のタイム・フレーム内で発生した各割り込みに対して均等に拡散されます。この累算プロセスは、電力をエネルギーに変換するのと同様です。累算エネルギーがスレッシュホールドを超えると、パルスが生成されます。このスレッシュホールドを超えるエネルギーの量が保存され、次の割り込みサイクルで、スレッシュホールド

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、ヘッダーと、基板上の発光ダイオード (LED) で利用できます。パルスの生成には GPIO ピンが使用されます。

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、3 相合計の有効エネルギー消費量に対応しています。[Reactive] は、3 相で累算された無効エネルギーの合計に対応します。

パルス生成のフロー図を、[図 3-8](#) に示します。



**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次のように定義されます。

$$\begin{aligned}
 \text{1kWh のスレッシュホールド} &= \frac{1}{0.001} \times 1 \text{ kW} \times (\text{Number of interrupts per second}) \times (\text{Number of seconds in one hour}) \\
 &= 1000000 \times 8000 \times 3600 = 0 \times 1 \text{A} 3185 \text{C} 50000
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

### 3.12 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。正確な測定を行うには、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 8000Hz で、これは 50Hz で 0.0088°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。

この設計で使用されるソフトウェア位相補償の代わりに、ADS131M08 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。

## 4 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

### 4.1 必要なハードウェアとソフトウェア

#### 4.1.1 ハードウェア

リファレンス・デザインのさまざまな部品を、機能に基づいて図 4-1 に示します。

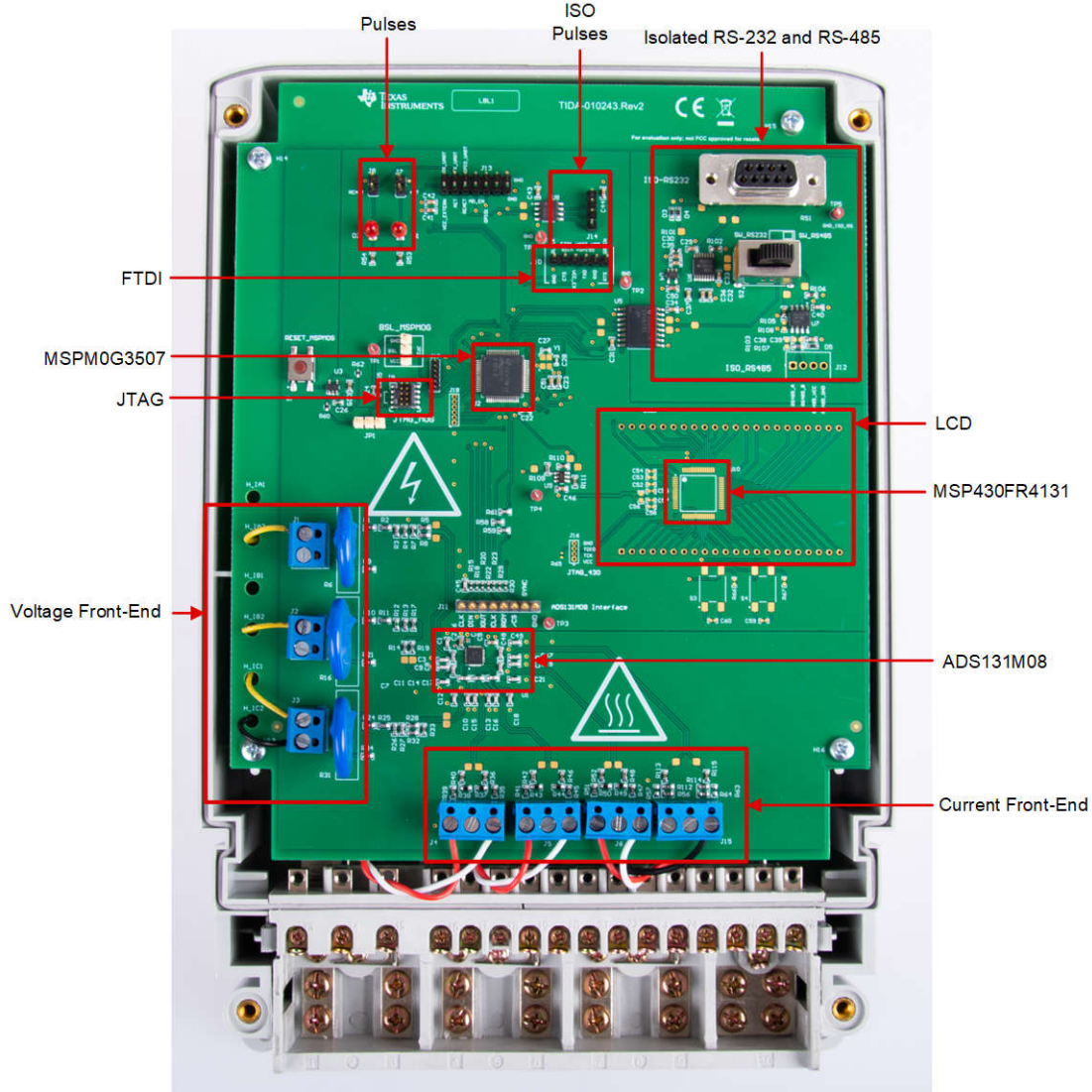



図 4-1. TIDA-010243 デザインのコンポーネントを示す上面図

#### 4.1.2 注意および警告

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**

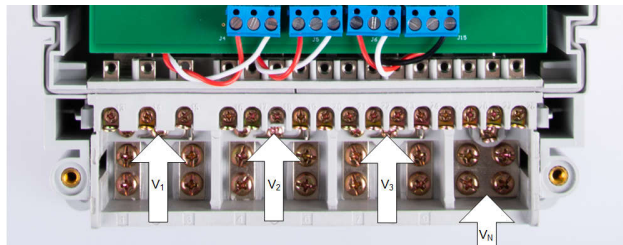
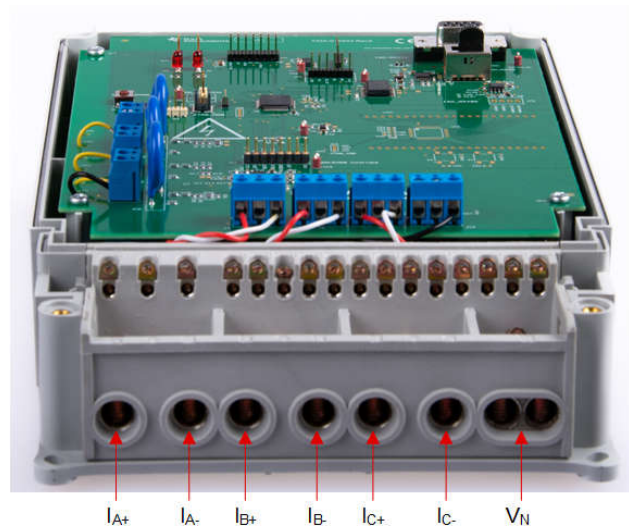

高電圧基板を通电中の配線に接続すると、感電の危険性があります。基板は専門家が慎重に取り扱う必要があります。安全のため、過電圧 / 過電流保護機能を備え、絶縁された試験装置の使用を強くお勧めします。

**4.2 テスト構成**
**4.2.1 TIDA-010243 を計量テスト機器に接続する**

この設計は、電流トランス (CT) を使用する 3 相 + 中間の構成をサポートしています。AC 電圧および電流を基板に印加して、次のポイント进行测试できます。

- 端子ブロック「J1」、「J2」、「J3」は、それぞれ位相 A、B、C のライン電圧接続に対応しています。これらの端子ブロックには 2 つの位置があります。
- 端子ブロック「J4」、「J5」、「J6」は、それぞれ位相 A、B、C のセンサ後の電流入力に対応します。これらは 3 位置の端子ブロックですが、左端と右端の位置のみが使用されます。GND に接続されている中心の位置は、CT に接続されません。CT の入力に印加される電流は、電流が 100A を超えないよう選択します。さらに、テストを実行する前に、この端子ブロックが CT の両方の出力リードに安全に接続されていることを確認します。
- 端子ブロック「J15」は、中間ラインのセンサ後の電流入力に対応します。この端子ブロックは 3 位置ですが、左端と右端の位置のみが使用されます。GND に接続されている中心の位置は、CT に接続されません。CT の入力に印加される電流は、電流が 100A を超えないよう選択します。さらに、テストを実行する前に、この端子ブロックが CT の両方の出力リードに安全に接続されていることを確認します。

リファレンス・デザインが単一電圧構成で正常に機能するために必要な、各種のテスト設定用の接続を、[図 4-2](#)と[図 4-3](#)に示します。


**図 4-2. テスト設定の構成**

**図 4-3. ポートの画像**



## 4.2.2 電源オプションとジャンパ設定

この設計の MSPM0+ MCU と ADS131M08 の部分は、単一の電圧レール (DVCC) から電力を供給されます。この電力の供給には、DVCC ヘッダー J13.P1 と、J13.P13 または J13.P14 (GND) に 3.3V の外部電源を接続します。

各種のジャンパ・ヘッダーとジャンパ設定が存在するため、基板を柔軟に設計できます。これらのヘッダーの一部は、基板が正しく機能するようにジャンパを適切に配置する必要があります。基板の各ジャンパの機能を、表 4-1 に示します。

### 注

「主な機能」の列に (警告) というテキストがあるヘッダーは絶縁されていないため、商用電源で動作させるときは測定機器を使用しないでください。この設計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、機器がバッテリーで動作し、商用電源に接続していない、または AC 商用電源が絶縁されている場合を除いて、この注意が適用されます。

表 4-1. ヘッダー名とジャンパ設定

ヘッダーまたはヘッダーのオプション名	タイプ	主な機能	有効な使用事例	備考
J1、J2、J3	2 ピンの端子ブロック	位相 A、B、C の電圧 (警告)	ライン A、B、C の電圧入力	これらの端子ブロックは、それぞれ 1 つの端子を中間電圧に接続し、2 番目の端子はそれぞれ位相 A、B、C に接続されます。
J4、J5、J6	3 ピンの端子ブロック	ライン A、B、C の CT (電流トランス) を接続 (警告)	ライン A、B、C の CT センサ後の電流入力	この端子ブロックは 3 位置ですが、左端と右端の位置のみが使用されます。GND に接続されている中心の位置は、CT に接続されません。テストを実行する前に、この端子ブロックが CT の両方の出力リードと安全に接続されていることを確認してください。
J7	2 ピン・ヘッダー	有効エネルギー・パルス (警告)	ここで、累積有効エネルギー・パルスを調べます。このヘッダーには GND と ACT の 2 つのピンがあり、有効エネルギー・パルスはここで実際に出力されます。	このヘッダーは AC 商用電源から絶縁されていないため、測定機器をここに接続しないでください。代わりに、絶縁されている J14 の「ISO_ACT」ピンを参照してください。有効電力パルスのテストが求められる場合は、絶縁されている J14 の「ISO_ACT」ピンを使用してください。
J8	4 ピン・ヘッダー	無効エネルギー・パルス (警告)	ここで、累積無効エネルギー・パルスを調べます。このヘッダーには GND と REACT の 2 つのピンがあり、無効エネルギー・パルスはここで実際に出力されます。	このヘッダーは AC 商用電源から絶縁されていないため、測定機器をここに接続しないでください。無効電力パルスのテストが求められる場合は、絶縁されている J14 の「ISO_REACT」ピンを使用してください。
J9	10 ピン、2 行のコネクタ	中間接続 (警告)	XDS110 デバッグ・プローブ をこのコネクタに接続して、MSPM0G3507 MCU に電力を供給します。	XDS110 デバッグ・プローブ は、MSPM0G3507 デバイスのプログラムに使用されます。MSPM0 MCU をプログラムするには、外部から電力を供給する必要があることに注意してください。このヘッダーと XDS110 は絶縁されていないため、商用電源で動作し、その商用電源が絶縁されていないときは、このヘッダーに接続しないでください。
J10	6 ピン・ヘッダー	FTDI UART から USB ヘッダーへ (警告)	商用電源を接続せずにデバッグを行う場合は、FTDI ケーブルと UART リンクを使用します。	PC の USB ポート経由で UART リンクを提供します。このヘッダーは絶縁されていないため、商用電源で動作し、その商用電源が絶縁されていないときは、このヘッダーに接続しないでください。
J11	8 ピン・ヘッダー	ADS131M08 MSPM0G3507 通信ヘッダー (警告)	ここで、ADS131M08 デバイスの 4 線式 SPI 信号、RST 信号、CLKIN 信号、DRDY 信号への接続を調べます。	RST ピンは ADS131M08 をリセットします。ADS131M08 を初期化するとき、MSPM0G3507 はこのピンを駆動して ADS131M08 をリセットします。ADS131M08 デバイスの DRDY ピンは、新しい電流サンプルが利用可能であることを MSPM0+ MCU に通知するため使用されます。CLKIN ピンは、MSPM0+ MCU の CLK_OUT クロック出力から ADS131M08 デバイスに供給されます。ADS131M08 デバイスは、クロックを分周して使用する変調器クロックを生成します。(警告) このヘッダーは AC 商用電源から絶縁されていないため、リファレンス・デザインの外部にあるアイソレータを使用できる場合を除き、商用電源で動作するときには測定機器を接続しないでください。このヘッダーのピン・マッピングは次のとおりです。 <ul style="list-style-type: none"> <li>● ピン 1: ADS131M08 CLKIN ピン</li> <li>● ピン 2: SPI DIN、ADS131M08 DOUT / ピン POCI</li> <li>● ピン 3: SPI DOUT、ADS131M08 DIN ピン / PICO ● ピン 4: SPI CLK (ADS131M08 SCLK ピン)</li> <li>● ピン 5: ADS131M08 DRDY ピン</li> <li>● ピン 6: ADS131M08 CS ピン</li> <li>● ピン 7: ADS131M08 SYNC / RESET ピン</li> <li>● ピン 8: NC</li> </ul>
J12	4 ピンの端子ブロック	絶縁型 RS-485 接続		RS-485 を使用して GUI を表示するには、ここで USB を RS-485 アダプタに接続します。このヘッダーのピン 3 に 5V を外部から供給する必要があります。ピン 4 は RS-485 のグラウンド、ピン 2 は B バスの I/O ライン、ピン 1 は A バスの I/O ラインです。

**表 4-1. ヘッダー名とジャンパ設定 (続き)**

ヘッダーまたはヘッダーのオプション名	タイプ	主な機能	有効な使用事例	備考
J13	14 ピン、2 行のヘッダー	アプリケーション・コネクタ <b>(警告)</b>	ここで、各種の非絶縁型信号を調べます。	別の UART リンク、および ACT ラインと REACT ラインへのアクセスに使用します。このヘッダーは絶縁されていないため、商用電源で動作し、その商用電源が絶縁されていないときは、このヘッダーに接続しないでください。
J14	4 ピン・ヘッダー	絶縁型パルス・ヘッダー	ここで、絶縁型の累積有効エネルギー・パルスと、絶縁型の累積 3 相無効エネルギー・パルスを調べます。	このヘッダーには、GND_ISO、REACT_ISO、ACT_ISO、DVDD_ISO の 4 つのピンがあります。GND_ISO は、エネルギー・パルスの絶縁グランドです。DVDD_ISO は、絶縁された有効および無効エネルギー・パルス用の VDD 接続です。ACT_ISO は、絶縁された有効エネルギー・パルスが出力される場所です。REACT_ISO は、絶縁された無効エネルギー・パルスが出力される場所です。 このヘッダーは AC 商用電源から絶縁されており、アイソレータが既に存在するため、スコープや他の測定機器と安全に接続できます。ただし、このヘッダーで有効と無効の両方のエネルギー・パルスを生成するには、GND_ISO と DVDD_ISO の間に 3.3V または 5V を印加する必要があります。生成されたパルスは、GND_ISO と DVDD_ISO の間に印加された電圧と等しい論理 High 電圧を持ちます。
J15	3 ピンの端子ブロック	中間接続 <b>(警告)</b>	中間ラインの CT 後の電流入力 (中間電流監視が必要な場合)。	この端子ブロックは 3 位置ですが、左端と右端の位置のみが使用されます。GND に接続されている中心の位置は、CT に接続されません。テストを実行する前に、この端子ブロックが CT の両方の出力リードと安全に接続されていることを確認してください。
J17	6 ピン・ヘッダー	MSPM0G3507 からの GPIO ライン	6 つの未使用 GPIO へのアクセス	6 つの GPIO に接続し、実験とデバッグを行います
S2	12 ピンのデュアル・スイッチ	RS-232 または RS-485 シリアル・インターフェイスの選択スイッチ	S2 を左または右の位置に設定し、シリアル・インターフェイス RS-232 と RS-485 のどちらを使用するかを選択します。どちらのインターフェイスも、U5 (ISO6731) によって絶縁されています。	PCB シルクスクリーンのマーキングは、RS-232 と RS-485 の位置を示しています。
JP1	3 ピンのジャンパ・ヘッダー	RESET の選択	アクティブになっている RESET ラインに応じて、1-2、または 2-3 の位置にジャンパを取り付けます。TVS3840 とアッシュ・ボタン S1 は位置 1-2 で使用され、それ以外の場合は 2-3 に設定し、J9 (ARM デバッグ・コネクタ) からの nRST_debug ラインがアクティブになります。	基板のデバッグやコード開発に便利です
JP2	3 ピンのジャンパ・ヘッダー	MSPM0G3507 の BSL_invoke ラインのプルアップまたはプルダウン	BSL_INVOKE が VDD_3V3 と GND のどちらかに応じて、1-2 または 2-3 の位置にジャンパを取り付けます。	最初のシリコン・リビジョンでは使用されていましたが、不要になりました。

### 4.2.3 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、「**テスト構成**」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、ラインと中間の間の公称電圧 230V、10A のキャリブレーション電流、および 50Hz の公称周波数が 3 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アレンス・メータに供給されます (このリアレンス・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。3 相構成では、**セクション 4.2.5** 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、個別位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、2 電圧の構成についても、RMS 電圧の % 誤差と RMS 電流の % 誤差が測定されます。単一電圧の構成では、累積有効エネルギーの誤差テストと電圧変動のテストも行なわれます。

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、個別位相の有効エネルギーのテストでは、電流が 50mA ~ 100A の範囲で変化します。累積有効エネルギーと個別位相の誤差テストでは、リアレンス・デザインに供給される電圧と電流の波形の間に、0°、60°、-60° の位相シフトが適用されます。有効エネルギー出力パルスからの誤差に基づき、0°、60°、-60° の位相シフトについて、有効エネルギーの % 誤差と電流との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、位相シフトとして 30°、60°、-30°、-60° が使用され、累積有効エネルギーの誤差ではなく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、各位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、個別の位相エネルギーの読み取り値 (位相 A、位相 B、位相 C) のテストでは、各位相の有効エネルギーがテストされます。位相の個別のエネルギー精度をテストするとき、他の位相をディセーブルするため、その位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) 個別の位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位相の精度をテストできます。

電流の変化による有効エネルギーのテストに加えて、RMS 電圧を 240V ~ 15V の範囲で変化させ、有効エネルギーの % 誤差を測定することによる有効エネルギーのテストも行われます。それ以外のエネルギー・テストとして、周波数変動テストも行われます。このテストでは、周波数が公称周波数 60Hz から  $\pm 2$ Hz の範囲で変化します。このテストは、0°、60°、-60° の位相シフトと、0.5A および 10A で行われます。これらの条件で発生する、有効エネルギーの誤差が記録されます。

RMS 精度をテストするには、エネルギー精度テストに使用されるパルス出力は、RMS 電圧および電流には使用できないため、GUI から RMS 読み取り値を使用します。電圧テストでは、各位相に 10A の電流が印加され、電圧は各位相について同時に 9V ~ 270V の範囲で変動します。基板上に 275V のバリスタがあるので、電圧は 270V を超えません。275V を超える電圧をテストする場合、このバリスタを取り除いてもかまいません。各電圧を印加してから、測定値が安定した後で、各位相について RMS 電圧読み取り値が GUI から記録されます。測定された RMS 電圧読み取り値を GUI から取得すると、リアレンス・メータから実際の RMS 電圧読み取り値が得られます。これが必要なのは、ソース・ジェネレータは、特に電圧が小さい場合、電圧に対して要求される値を生成しない可能性があるためです。リアレンス・メータで測定された RMS 電圧と、GUI の RMS 電圧の値から、RMS 電圧の % 誤差が計算されます。同様のプロセスを使用して、各相に 120V を使用し、電流を 50mA ~ 100A の範囲で変化させることで、RMS 電流の % 誤差が計算されます。

これらのテストはすべて、ADS131M08 の 8kSPS のサンプル・レート設定を使用して行われました。

### 4.2.4 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。

#### 4.2.4.1 LCD から結果を表示する

LCD に計測パラメータを表示するソフトウェアは、まだ実装されていません。LCD に表示される測定パラメータごとに、通常は次の 3 つの項目が必要です。(1) パラメータの位相を示すために使用される記号、(2) どのパラメータを表示するかを示すテキスト、(3) パラメータの実際の値。LCD の上部に位相シンボルが表示され、三角形の形で示されます。シンボルの向きによって、対応する位相が決まります。

動作中、LCD は通常 2 秒ごとに測定パラメータが順に切替表示されます。

#### 4.2.4.2 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. PC GUI との通信に RS-485 と RS-232 のどちらの接続を使用するかを選択します。S2 スイッチを右 (PCB のエッジ側) に移動すると RS-485 通信オプションが選択され、左に移動すると RS-232 通信オプションが選択されます。
2. リファレンス・デザインを PC に接続します。
  - RS-232 を使用する場合：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 アダプタを使用します。RS-232 アダプタを接続すると、PC に COM ポートが作成されます。
  - RS-485 を使用する場合：USB から RS-485 へのアダプタを使用して、この設計で PC GUI と RS-485 ポートの間で通信を行うことができます。USB から RS-485 アダプタを接続すると、PC に COM ポートが作成されます。アダプタのもう一方の端には、RS-485 データ A およびデータ B 接続用のワイヤと、GND 接続および 5V 電源接続用のワイヤがあります。これらのワイヤはすべて、端子のブロック・ピンの隣にある接続ラベルに従って、設計の J12 ねじ端子ブロックに接続されています。この回路をテストするため、次に示す USB から RS-485 へのアダプタが特に使用されます：[http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/Cables/DS\\_USB\\_RS485\\_CABLES.pdf](http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/Cables/DS_USB_RS485_CABLES.pdf)。この特定のアダプタで、データ A 接続はオレンジ色、データ B 接続は黄色、GND 接続は黒色、5V 電源接続は赤色のワイヤです。
3. 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。
4. 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 4-4 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 4-4. 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

5. 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 4-5 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。



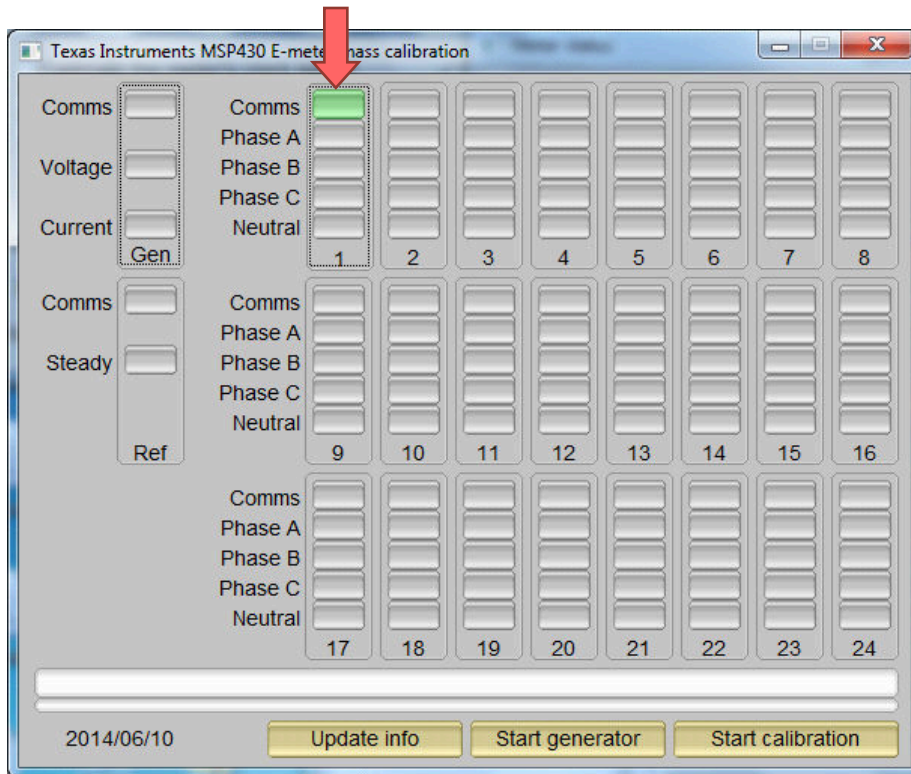


図 4-5. GUI のスタートアップ・ウィンドウ

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 4-6 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。

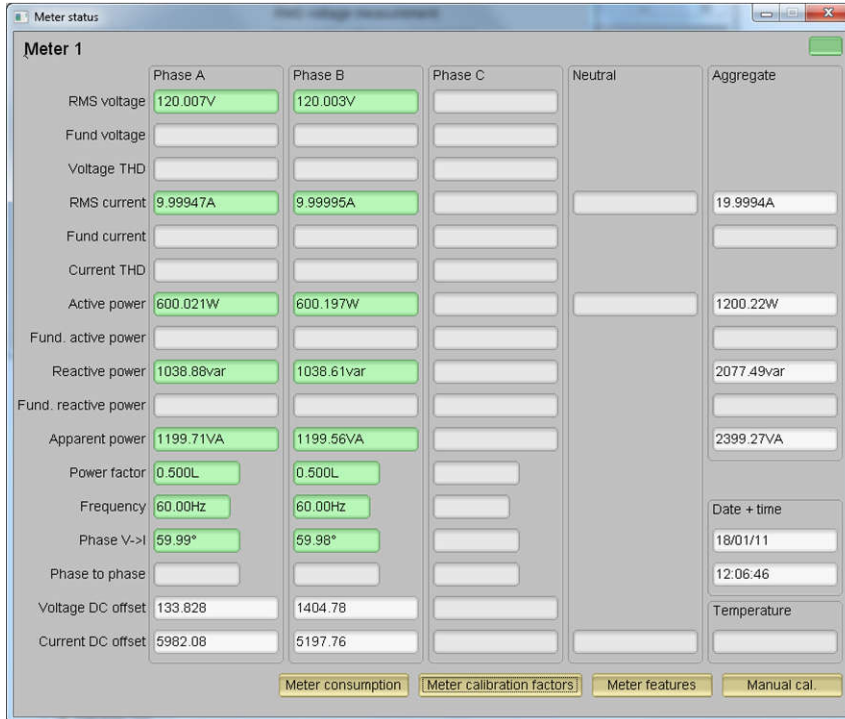
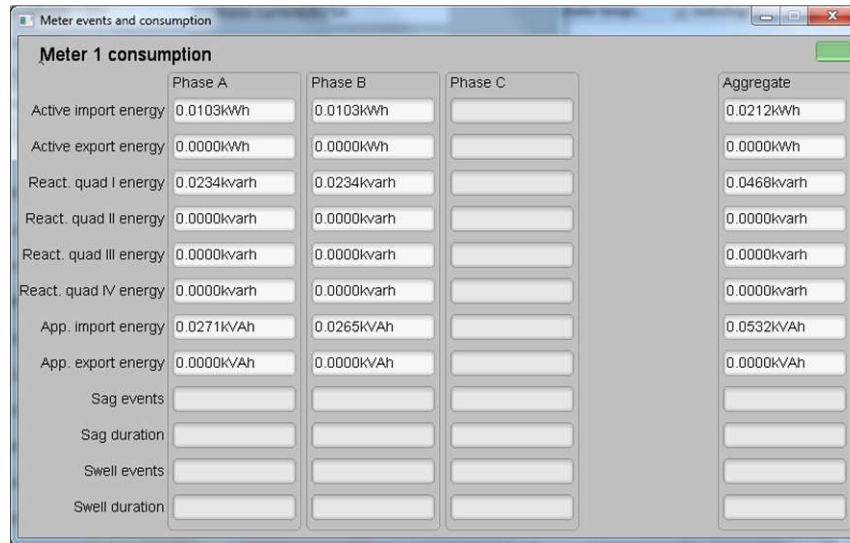


図 4-6. GUI の結果ウィンドウ

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 4-7](#) に示すように、[Meter events and consumption] ウィンドウが開きます。



	Phase A	Phase B	Phase C	Aggregate
Active import energy	0.0103kWh	0.0103kWh		0.0212kWh
Active export energy	0.0000kWh	0.0000kWh		0.0000kWh
React. quad I energy	0.0234kvarh	0.0234kvarh		0.0468kvarh
React. quad II energy	0.0000kvarh	0.0000kvarh		0.0000kvarh
React. quad III energy	0.0000kvarh	0.0000kvarh		0.0000kvarh
React. quad IV energy	0.0000kvarh	0.0000kvarh		0.0000kvarh
App. import energy	0.0271kVAh	0.0265kVAh		0.0532kVAh
App. export energy	0.0000kVAh	0.0000kVAh		0.0000kVAh
Sag events				
Sag duration				
Swell events				
Swell duration				

図 4-7. [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。

#### 4.2.5 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・ソースとリアレンス・メータを使用する必要があります。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。測定の誤差を計算するため、リアレンス・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、この 3 相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したものです。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、この特定の設計のテストには使用されないことに注意してください。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ることに注意してください。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 MSPM0G3507 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。

これらの設定は、次のいずれかの方法で、mspm0g3507.cmd ファイルに定義されます。

- #define CALIBRATION\_START\_ADDR (TOTAL\_FLASH\_SIZE - TOTAL\_FLASH\_SIZE)
- TOTAL\_FLASH\_SIZE = 0x20000、FLASH\_SECTOR\_SIZE = 0x400 なら、最後のフラッシュ・エリア・セクタの開始アドレスは 0x1FC00 です。

また、キャリブレーションを行うとき、最後のフラッシュ・セクタに対して何回も読み取り / 書き込み操作が行われるため、5つのフラッシュ・アクセス・ルーチンはすべて RAM 領域に配置する必要があります。

これは、「flash\_M0G.h」ファイル内のコンパイラ・ディレクティブを使用して行います。例：

```
void __attribute__((section(".ramfunc"))) flash_clr_calibration(void);
```

MSPM0+ MCU のフラッシュ・メモリは 64 ビット・アライメントなので、フラッシュ・メモリ内のデータも、「mspm0g3507.cmd」ファイルに示されているように、すべて 64 ビット・アライメント、すなわち palign(8) です。

```
.rodata : palign(8) {} > FLASH
```

```
.caldata : palign(8) {} > CALIBRATION
```

いずれかのスケーリング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 4-2](#) 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。

#### 4.2.6 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。

#### 4.2.7 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 4-6](#) の [Manual cal.] ボタンをクリックします。[図 4-8](#) の画面がポップアップ表示されます。

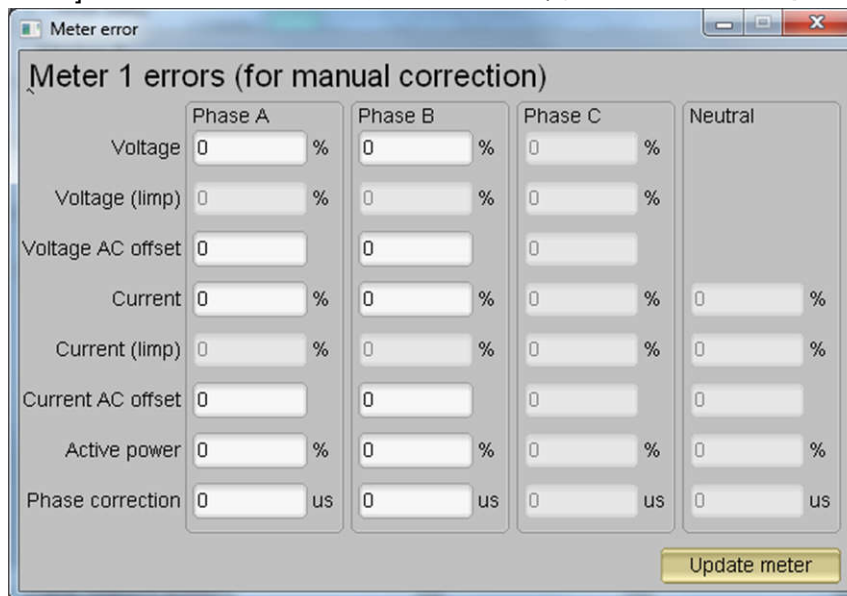


図 4-8. [Manual Culibration] ウィンドウ

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 19 を使用して計算します。

$$\text{Correction (\%)} = \left( \frac{\text{value}_{\text{observed}}}{\text{value}_{\text{desired}}} - 1 \right) \times 100 \quad (19)$$

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。

#### 4.2.8 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、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. 「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。

#### 4.2.9 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 4-9 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 4-9 で [Voltage AC off] の値が 200 (0.2W) で、追加の 0.300mW を減算するならば、[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 4-9 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。



#### 4.2.10 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4-6](#)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4-9](#)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4-6](#)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。

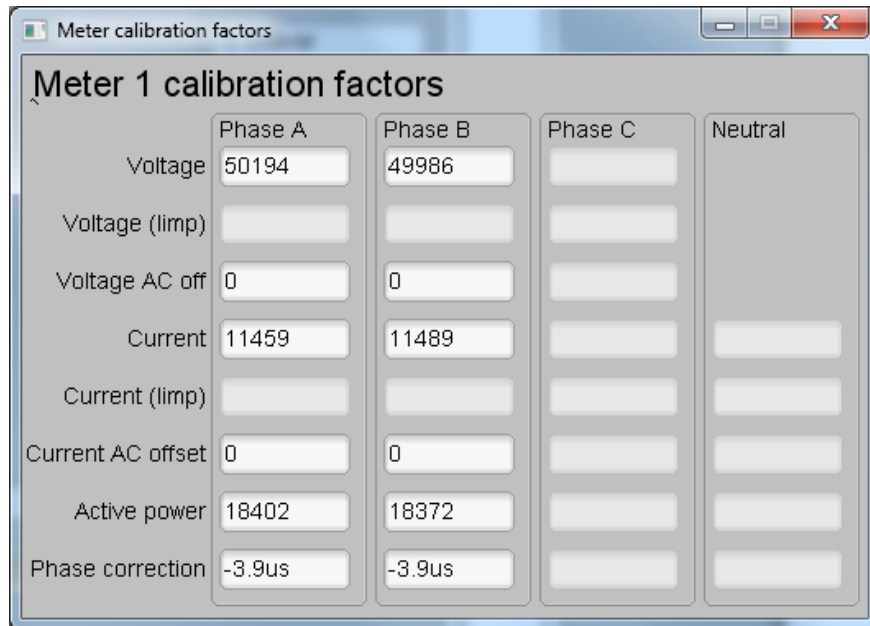


図 4-9. [Calibration Factors] ウィンドウ

図 4-6 に示されている [Meter features] ボタンをクリックすると、図 4-10 のウィンドウが表示されます。

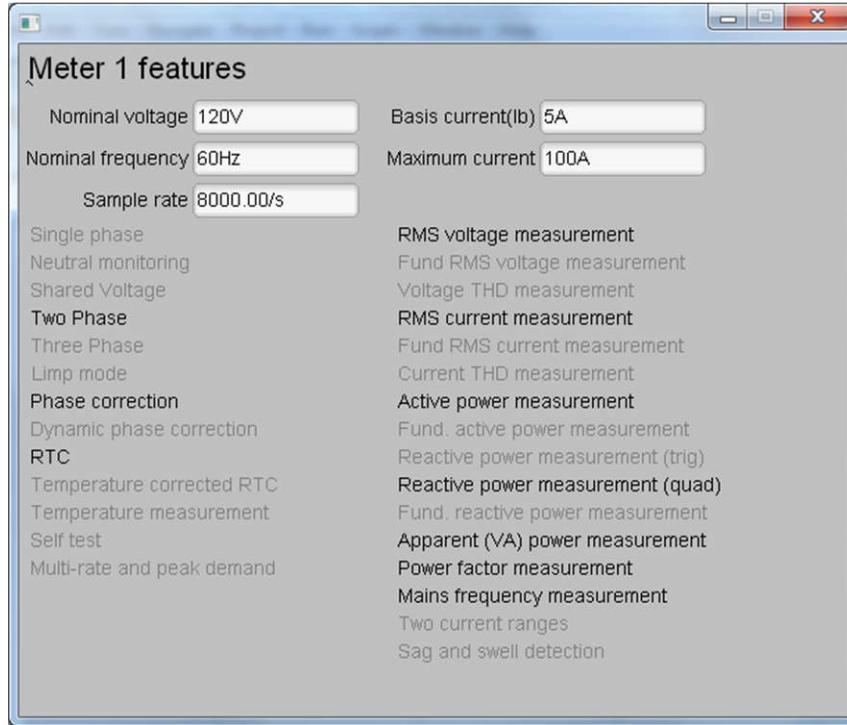


図 4-10. [Meter Features] ウィンドウ

#### 4.2.11 ソフトウェア・コードの例

この設計の評価に使用する MSPM0+ ソフトウェアはテスト用ソフトウェアです。機能については、「計測テスト用ソフトウェアの実装方法」セクションで説明します。

### 4.3 テスト結果

#### 4.3.1 SVS 機能テスト

計測精度テストに加えて、TPS3840 SVS デバイスの機能テストも行われます。この目的のために、外部電源を DVCC に直接接続して基板に電力を供給します。外部電源の出力電圧は、3.3V ~ 1.6V の範囲でゆっくり変動します。TPS3840 デバイスによって MSPM0G3507 MCU がリセットされるスレッショルド電圧 (負の電圧スレッショルドと呼ばれます) がログに記録されます。負の電圧スレッショルドに達した後、電源出力電圧は 1.6V から 3.3V にゆっくりと上昇します。リセットが解放される電圧は、負の電圧スレッショルドにヒステリシス電圧を加算した値と等しく、これも同様にログに記録されます。

表 4-2. 表タイトル

条件	測定される電圧 (V)	データシートの標準値 (V)
負の電圧スレッショルド、VIT-	1.74	1.72 ±1%
正の電圧スレッショルド、VIT+ = VIT- + V <sub>hys</sub>	1.85	1.82
ヒステリシス電圧、V <sub>hys</sub> = VIT+ - VIT-	1.85 -1.74 = 0.11	1.82 -1.72 = 0.10

### 4.3.2 電気メータの計測精度の結果

以下のテスト結果では、ゲインと位相のキャリブレーションがメータに適用されています。これらの結果で、有効エネルギーの結果は 0°の位相シフトで 0.1% 以内です。さらに、有効エネルギーと電圧の関係の結果と RMS 電圧の結果から、電圧チャンネルに ADC 範囲の一部しか使用していないにもかかわらず、良好な精度の結果が得られることがわかります。

以下の 6 つの表とプロットの「% 誤差」列は、TIDA-010243 に対する複数のリファレンス入力の値と、PC の GUI に表示される測定値との差として計算されます。TIDA-010243 へのリファレンス入力値は、MTE の PTS3.3C ソース・ジェネレータ/リファレンス・メータによって生成され、[TIDA-010243 エネルギー・ライブラリ](#)で計算された測定値は PC の GUI で報告されます。

表 4-3. 位相 A の RMS 電圧の % 誤差と電圧との関係、  
3 相モード

電圧 (V)	% 誤差
270	0.00555
260	0.00384
240	0.00375
230	0.01086
220	0.00863
200	0.00700
180	0.01055
160	0.00250
140	0.00214
120	0.00666
100	0.00300
90	0.01300
70	0.01571
50	0.00240
30	0.01200
10	0.00299
9	0.02733

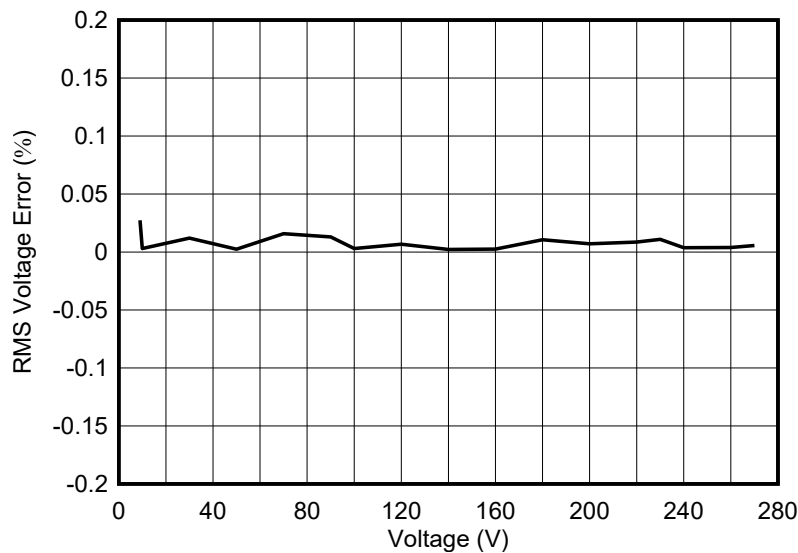


図 4-11. 位相 A の RMS 電圧の % 誤差と電圧との関係、3 相モード



表 4-4. 位相 A の RMS 電流の % 誤差と電流との関係、  
3 相モード

電流 (A)	% 誤差
0.01	0.50383
0.03	0.20413
0.05	0.07749
0.1	0.00399
0.25	0.02239
0.50	0.00179
1.00	0.01999
2.00	0.01649
5.00	0.00539
10.00	0.00999
20.00	0.01449
30.00	0.03366
40.00	0.01124
50.00	0.01398
60.00	0.01566
70.00	0.00642
80.00	0.00749
90.00	0.02321
100.00	0.02099

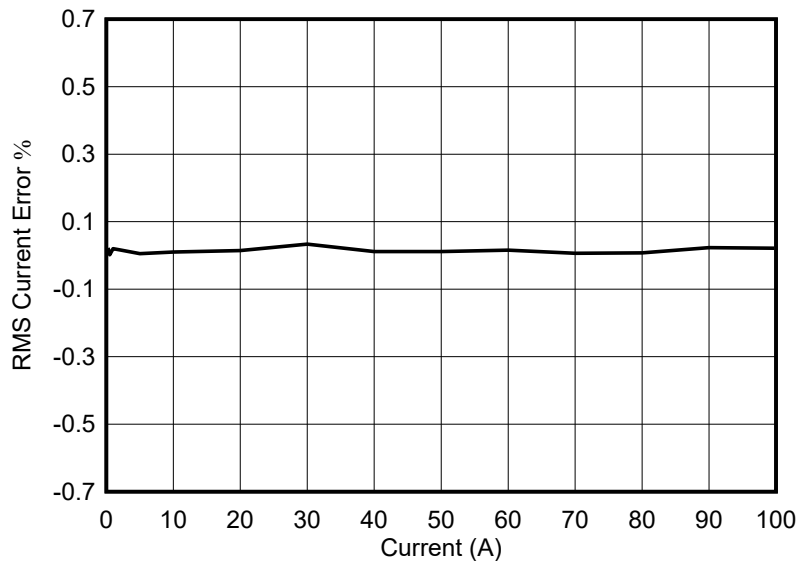


図 4-12. 位相 A の RMS 電流の % 誤差と電流との関係、3 相モード

表 4-5. 位相 B の RMS 電圧の % 誤差と電圧との関係、  
3 相モード

電圧 (V)	% 誤差
270	0.01444
260	0.01307
240	0.00500
230	0.00304
220	0.01090
200	0.00500
180	0.00111
160	0.00687
140	0.00428
120	0.01916
100	0.00900
90	0.00922
70	0.02771
50	0.02240
30	0.02500
10	0.03400
9	0.02133

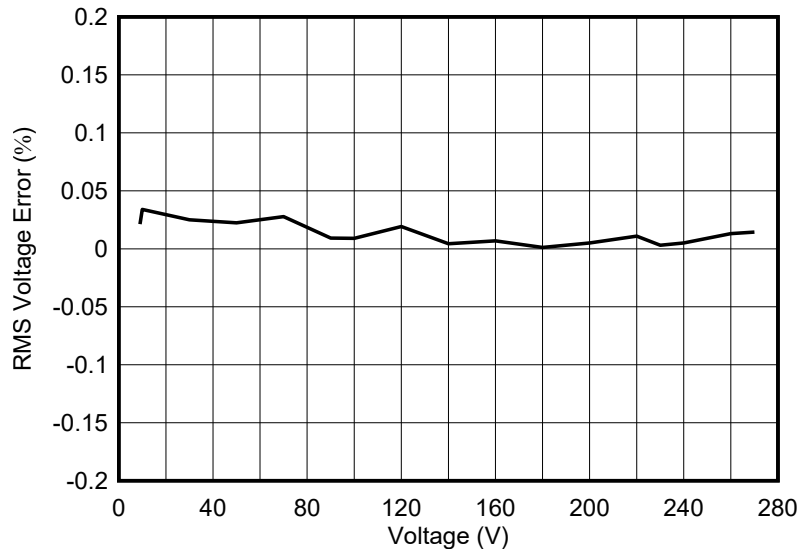


図 4-13. 位相 B の RMS 電圧の % 誤差と電圧との関係、3 相モード

表 4-6. 位相 B の RMS 電流の % 誤差と電流との関係、  
3 相モード

電流 (A)	% 誤差
0.01	0.63311
0.03	0.26816
0.05	0.07893
0.10	0.04498
0.25	0.01159
0.50	0.01220
1.00	0.01499
2.00	0.00449
5.00	0.01339
10.00	0.00100
20.00	0.01449
30.00	0.02666
40.00	0.02825
50.00	0.01019
60.00	0.01683
70.00	0.00414
80.00	0.00475
90.00	0.01988
100.00	0.03199

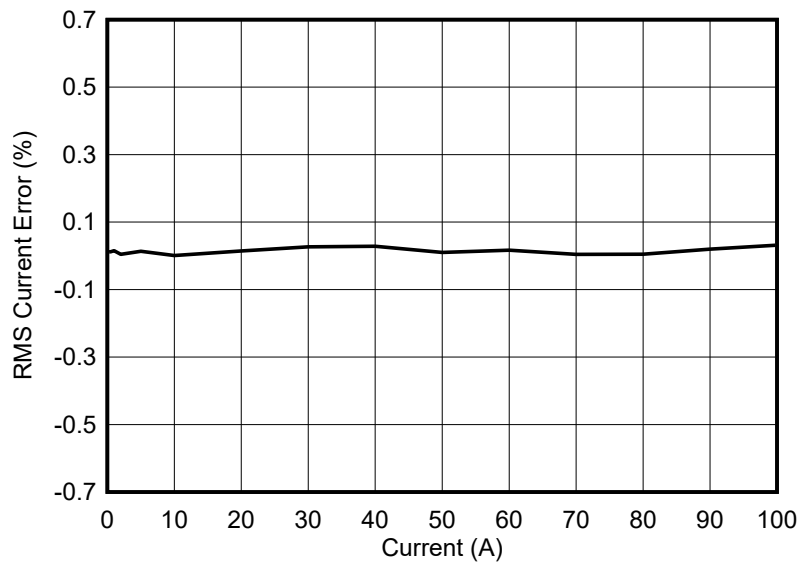
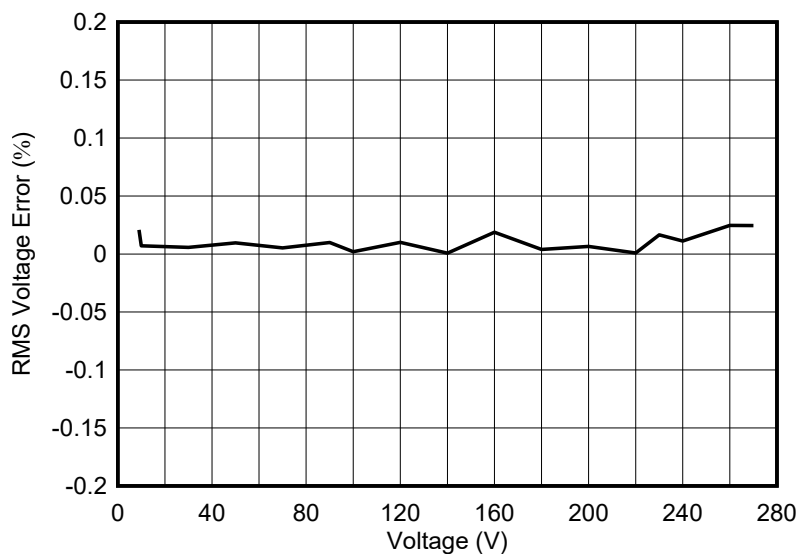


図 4-14. 位相 B の RMS 電流の % 誤差と電流との関係、3 相モード

**表 4-7. 位相 C の RMS 電圧の % 誤差と電圧との関係、  
3 相モード**

電圧 (V)	% 誤差
9	0.02077
10	0.00699
30	0.00566
50	0.00960
70	0.00528
90	0.00988
100	0.00200
120	0.00999
140	0.00071
160	0.01874
180	0.00388
200	0.00650
220	0.00090
230	0.01652
240	0.01124
260	0.02461
270	0.02444



**図 4-15. 位相 C の RMS 電圧の % 誤差と電圧との関係、3 相モード**



表 4-8. 位相 C の RMS 電流の % 誤差と電流との関係、  
3 相モード

電流 (A)	% 誤差
0.01	0.32617
0.03	0.15916
0.05	0.09126
0.10	0.00499
0.25	0.00200
0.50	0.01940
1.00	0.00500
2.00	0.00699
5.00	0.01139
10.00	0.09506
20.00	0.05700
30.00	0.02899
40.00	0.03625
50.00	0.01720
60.00	0.01166
70.00	0.01842
80.00	0.01062
90.00	0.00100
100.00	0.00120

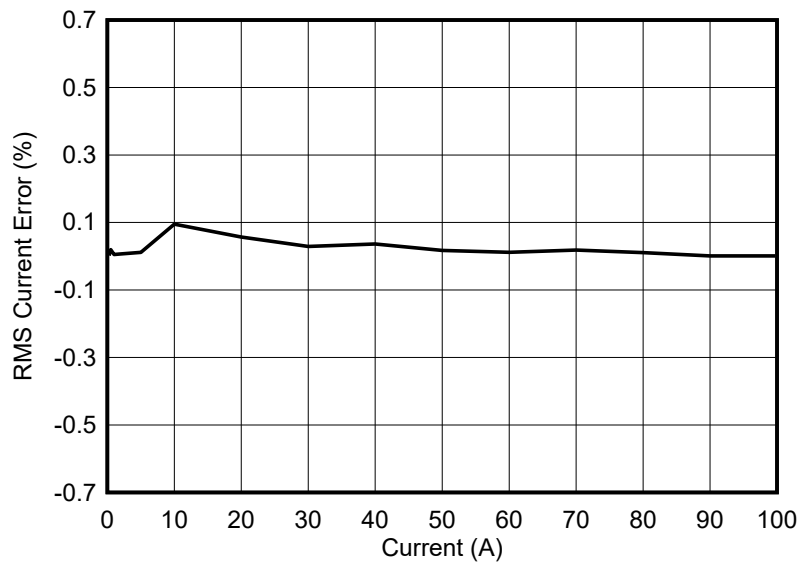


図 4-16. 位相 C の RMS 電流の % 誤差と電流との関係、3 相モード

## 5 設計とドキュメントのサポート

### 5.1 設計ファイル

#### 5.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010243](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

#### 5.1.2 BOM

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010243](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

#### 5.1.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

この設計では、以下の一般的なガイドラインに従う必要があります。

- 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 ADS131M08 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。この設計では、上層と下層の両方にグランド・プレーンがあります。このような場合、ビアを自由に使用して、プレーン間に良好なステッチが存在することを保証します。
- 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。PCB 上での電圧から電流へのクロストークを最小限に抑えるため、ADC チャンネル 0、1、2 を電流チャンネル、チャンネル 3、4、5 を電圧チャンネルに割り当てるか、逆に ADC チャンネル 0、1、2 を電圧チャンネル、チャンネル 3、4、5 を電流チャンネルに割り当てます。
- ADS131M08 デバイスの場合、1 $\mu$ F のコンデンサよりも 0.1 $\mu$ F のコンデンサを、AVDD ピンの近くに配置します。DVDD に接続されている 0.1 $\mu$ F と 1 $\mu$ F のコンデンサも同様に配置します。
- ADS131M08 の AINxP ピンと AINxN ピンの順序は、あるコンバータ・チャンネルから別のコンバータ・チャンネルに移行するときに切り替わることに注意してください。この設計では、この順序の切替に対応できるように、PCB 上の J4 と J6 の接続を適切に配線します。
- 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。また、16.384MHz の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 と RS-485 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 と RS-485 のグランドの電位なので、基板の他の場所で使用されている GND とは異なります。
- この設計に使用している ISO6731 および ISO6720 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されていることを確認します。

#### 5.1.4 レイアウトのプリント

レイヤ・プロットをダウンロードするには、[TIDA-010243](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

#### 5.1.5 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-010243](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

## 5.2 ツールとソフトウェア

### ツール

<a href="#">CCSTUDIO</a>	Code Composer Studio™ 統合開発環境 (IDE)
<a href="#">MSPM0-SDK</a>	MSPM0 ソフトウェア開発キット (SDK)
<a href="#">SYSCONFIG</a>	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。
<a href="#">ADC-ENERGY-METROLOGY-LIB-SW</a>	ADC エネルギー測定ライブラリ・ソフトウェア・パッケージは、高性能マルチチャンネル A/D コンバータ (ADC) を使用し、電気メータ、パワー・ディストリビューション・ユニット (PDU)、サーキット・ブレーカでエネルギーを測定するため一般的に使用されている、各種の測定パラメータを実装します。

## ソフトウェア

TIDA-010243 エネルギー・ライブラリ      TIDA-010243 用のエネルギー・ライブラリのソース・コード

### 5.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『[ADS131M08 8 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
2. テキサス・インスツルメンツ、『[MSPM0G110x ミクスト・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、『[TPS3840 MR を搭載し遅延をプログラム可能なナノパワー、高入力電圧スーパーバイザ](#)』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『[THVD1400、THVD1420 小型パッケージ、±12kV IEC ESD 保護機能搭載、3.3V~5V、RS-485 トランシーバ](#)』データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、『[ISO6731 堅牢な EMC を持つ汎用 3 チャンネル・デジタル・アイソレータ](#)』データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、『[TPS709 150mA、30V、1µA I<sub>Q</sub>、イネーブル付き電圧レギュレータ](#)』データシート
7. テキサス・インスツルメンツ、『[TRS3232E 3~5.5V マルチチャンネル RS-232 ライン・ドライバ/レシーバ、±15kV ESD 保護](#)』データシート
8. テキサス・インスツルメンツ、『[磁気改ざん検出のビデオ](#)』

### 5.4 サポート・リソース

[TI 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、該当する貢献者により、現状のまま提供されるものです。これらは TI の仕様を構成するものではなく、必ずしも TI の見解を反映したものではありません。TI の[使用条件](#)を参照してください。

### 5.5 商標

Code Composer Studio™, TI E2E™, and MSP430™ are trademarks of Texas Instruments.

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

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

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 6 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 ソリューション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、電流センサ・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。Loera 氏の最初のローテーションは、グリッド・インフラストラクチャの SEM チームで、測定と電流検出を中心に作業を開始しました。2 番目のローテーションは、PADC (高精度アナログ・デジタル・コンバータ) アプリケーション・チームでした。Loera 氏は高精度 ADC について詳しく学び、電流検出に関する知識を増やしました。

## 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](https://www.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 © 2023, Texas Instruments Incorporated