

Design Guide: TIDA-010036

スタンドアロン **ADC** を使用する単相シャント電気メーターのリファレンス デザイン

説明

このリファレンス デザインは、スタンドアロンのマルチ チャネル アナログ/デジタル コンバータ (ADC) を使用してシャント電流センサをサンプリングする、Class 0.5 単相電力量測定を実装します。シャント センサと、磁気耐性を持つ小型の電源との組み合わせにより、このデザインは磁気的な改変攻撃からの保護を行います。また、この設計には中立線切り離しによる改ざんの可能性を検出する機能もあります。8kHz のサンプリング レートと高性能の ARM® Cortex®-M4 マイコンの組み合わせにより、個別の高調波解析など、電力品質機能の追加も可能です。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に実装されています。ソフトウェア ライブラリは、Code Composer Studio™ または IAR Embedded Workbench® を使用してコンパイルできます。

リソース

TIDA-010036

デザイン フォルダ

ADS131M04、MSP432P4111

プロダクト フォルダ

TPS7A78、TPS3840、TRS3232E

プロダクト フォルダ

THVD1500、ISO7731B

プロダクト フォルダ

ADC エネルギー測定ライブラリ

ソフトウェア



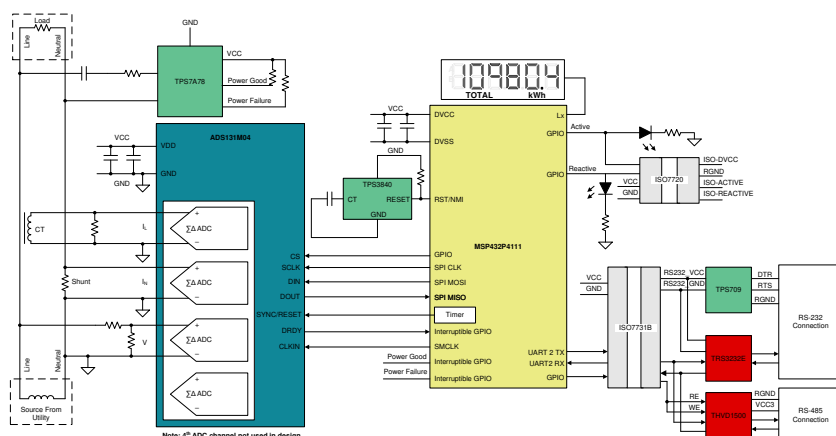
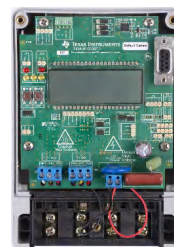
テキサス・インスツルメンツの™ E2E サポート エキスパートにお問い合わせください。

特長

- Class 0.5 の単相計測を 50mA ~ 90A の入力範囲でテスト済み
- 有効/無効電力量および電力、RMS ライン電流、RMS 中性電流、RMS 電圧、力率、ライン周波数などのパラメータを計算
- 低消費電力の電流検出モードにより、改ざん行為の可能性を検出
- パワー グッド表示と電源障害アラートを搭載した小型の非磁性電源
- 5-kV_{RMS} 絶縁の RS-485 および RS-232 インターフェイス
- エネルギーを計測して、Windows® PC 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



1 システムの説明

1.1 最終製品

1.1.1 電気メーター

毎年、公益事業会社は非技術的な損失によって数十億ドルもの損害を被っています。公益事業会社が被る非技術的な損失の要因 1 つとして、電力メータの改ざんが挙げられます。これは、個人がメータを不正に操作して電力使用量の計測を遅延または停止させることで、電力を盗む行為です。最も一般的な電気メータの改ざん方法の 1 つは、その上に磁石を置いて印加することです。磁石によって電源のトランスや電流トランスの電流センサを麻痺させることで、電気を盗むことが可能となります。磁石は電流トランス (CT) に影響を及ぼす可能性があるため、単相メータの電流センサとしてシャントがよく使用されます。低電流時のシャントによって生成される出力電圧は小さく、特に同じ低入力電流範囲で電流トランスによって生成される出力電圧と比較するとこれは顕著です。そのため、公益事業会社の顧客に正確に料金を請求するために、シャントベースの高精度メータには、シャントからの低い出力電圧を正確に検出するための高精度 ADC が必要となります。

公益事業会社は、顧客に正確な料金を確実に請求することに加え、顧客に良好な電力品質を提供する責任も負っています。しかし、公益事業会社の顧客の負荷から発生する電流高調波が電圧高調波を誘発する可能性があります。それが複数の公益事業会社の顧客に影響を与える場合があります。公益事業会社は、高調波解析を実行することで、電力品質に悪影響を及ぼす顧客の負荷を特定することが可能です。電力メータに高調波解析機能を追加するには、目的の周波数範囲を捉えるために、メータのサンプルレートを上げなければならない場合があります。何度もサンプリング周波数を増加させる場合は、精度を損なうことなく、あるいは同時に精度を高めながら行う必要があります。したがって、サンプルレートが高いということは、必然的に処理量も多くなることを意味します。

電気メータに期待される処理精度と量が増加するにつれて、電気メータの処理と精度の両方の要件を満たす計測 SoC を見つけるのは困難になります。この制約に対処するため、ホスト マイコン (MCU) とスタンドアロンの ADC を組み合わせることで、電力メータ用 SoC の処理能力と精度に関する制約を同時に克服することができます。高精度なスタンドアロン ADC を使用することで、一般的に以下のような利点がもたらされます。

- 最も厳しい精度の要件を満たすことができます
- 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) 満たせます
- 高精度の ADC を搭載したホスト マイコンの選択に限定されないため、ホスト マイコンを柔軟に選択できます。処理能力、エネルギー使用量記録に必要な最小限の RAM とフラッシュ ストレージ、メータ データのセキュリティを確保するためのマイコンセキュリティ機能など、アプリケーション要件のみに基づいてホスト マイコンを選択できます。

このリファレンス デザインでは、スタンドアロン ADC デバイスを使用して、Class 0.5 の単相シャントベース エネルギー計測を実現しています。スタンドアロン ADC は、商用電源の電圧と電流を検出します。この設計では、シャントと CT を使用してラインと中性線の両方の電流を測定します。両方の電流を測定することで、検知ラインまたは中性線の電流を迂回させることで人為的にメータが不正に操作され、実際の消費量よりも少ないエネルギー消費量の記録が試みられた場合でも、計測パラメータを適切に検出することができます。

スタンドアロン ADC から新しい ADC サンプルが利用可能になった時点で、ホスト マイコンは SPI を使用してスタンドアロン ADC と通信し、新しいサンプルを取得します。ホスト マイコンは、スタンドアロン ADC から得られた新しい ADC サンプルを使用して計測パラメータを計算します。また、ホスト マイコンは、計測パラメータの計算に加えて、基板上の液晶ディスプレイ (LCD) を駆動し、基板上の絶縁型 RS-232 回路または絶縁型 RS-485 回路を介してパーソナル コンピュータ (PC) のグラフィカル ユーザー インターフェイス (GUI) と通信します。追加の保護機能として、ホスト マイコン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。一般的に、外部 SVS を使用するほうが、ホスト マイコンに内蔵された SVS を使用する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、単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 LCD に表示できます。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、無効、皮相電力およびエネルギー
- RMS ライン電流、RMS 中性電流、RMS 電圧
- 力率

- ライン周波数

磁気による改ざん行為は、電流トランスの電流センサに影響を与えるだけでなく、電源のトランスにも影響を与える可能性があります。メータの電源に影響を与える磁気的な改ざん行為に対処するための選択肢の 1 つとして、磁気の影響を受けやすいトランスを使用しないキャップドロップ電源を用いる手段が挙げられます。しかし、キャップドロップ電源の欠点の 1 つは、最大出力電流が小さいことにあります。キャップドロップ電源のコンデンサ容量を増やさずに最大出力電流を増加させるには、従来型のキャップドロップ電源で使用されている LDO の代わりに降圧コンバータを使用する方法があります。しかし、降圧コンバータを使用する場合はインダクタを追加する必要があり、そのインダクタは CT と同様に外部の磁石の影響を受ける可能性があります。この設計では、AC 電圧レギュレータを使用して小型のキャップドロップ電源を構築しています。これにより、従来型のキャップドロップ電源よりも多くの出力電流を供給できるだけでなく、磁気部品を使用する必要がないため、電源が磁気の干渉を受けにくいという利点があります。

電気メータの不正操作に用いられるもう 1 つの方法として、メータから中性線を切り離す行為が挙げられます。中性線が切り離されると、測定される電圧は 0V となり、その結果、有効電力の測定値も 0W となります。中性線が欠落しているために主電源である AC/DC 電源は機能しないため、メータに電力を供給するには、バッテリーや CT などのバックアップ電源を使用する必要があります。この改ざん手法では、電圧測定値が 0V であるため有効電力の測定値は 0W になりますが、実際にはライン ワイヤには電流が流れており、それを検出することが可能です。この設計で使用するスタンドアロン ADC には電流検出モードがあり、この改ざんのシナリオで電流の存在を検出するために使用できます。このモードでは、ADC は内部発振器によって動作し、ユーザー構成可能な数のサンプルがユーザー定義の ADC スレッシュホールドを超えた場合に、マイコンに割り込みを発生させます。これは、改ざんが行われた可能性を示すものです。ADC が電流検出を行っている間、マイコンはスリープ モードに入ることができ、独立した ADC によって電流が検出されたという通知を受けるまで待機することができます。この電流検出モードは低消費電力であるため、メータが動作しているバックアップ電源を大幅に消費することなく、このモードに定期的に移行することが可能です。この設計の AC/DC 電源は、AC 電源の供給障害を早期に警告する機能を備えています。これは、実際に停電が発生した場合、または中性線接続が切り離された場合などに警告が発生します。これにより、スタンドアロン ADC をトリガして、電流検出モードに移行することができます。停電による電源復帰後にメータが AC 商用電源を再び検出すると、リファレンス デザインの AC/DC によりアラートが出力され、電流検出モードを終了するために使用できるようになります。

1.2 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
電気メーターの精度クラス	クラス 0.5
電流センサ	シャント、電流トランス
テストした電流範囲	0.05～90A
ADS131M04 の CLKIN 周波数	8,192,000Hz
ADS131M04 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	8,192,000Hz
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	48MHz
マイコンの外部 SVS 電圧	2.0～2.1V
システムの公称周波数	50Hz または 60Hz
測定されたパラメータ	<ul style="list-style-type: none"> 有効、無効、皮相電力およびエネルギー RMS (実効値) ライン電流、中性電流、および電圧 力率 ライン周波数
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	<ul style="list-style-type: none"> LCD 5kV_{RMS} 絶縁型 RS-232 または絶縁型 RS-485 を使用した PC GUI 接続
利用している LED	有効エネルギーおよび無効エネルギー
基板の電源	オプション 1: キャップドロップ電源を使用した AC 商用電源から生成される電力 オプション 2: 外部電源

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 2-1 は、ADS131M04 ベースの単相エネルギー計測アプリケーションに用いられる高レベル インターフェイスを示すブロック図です。

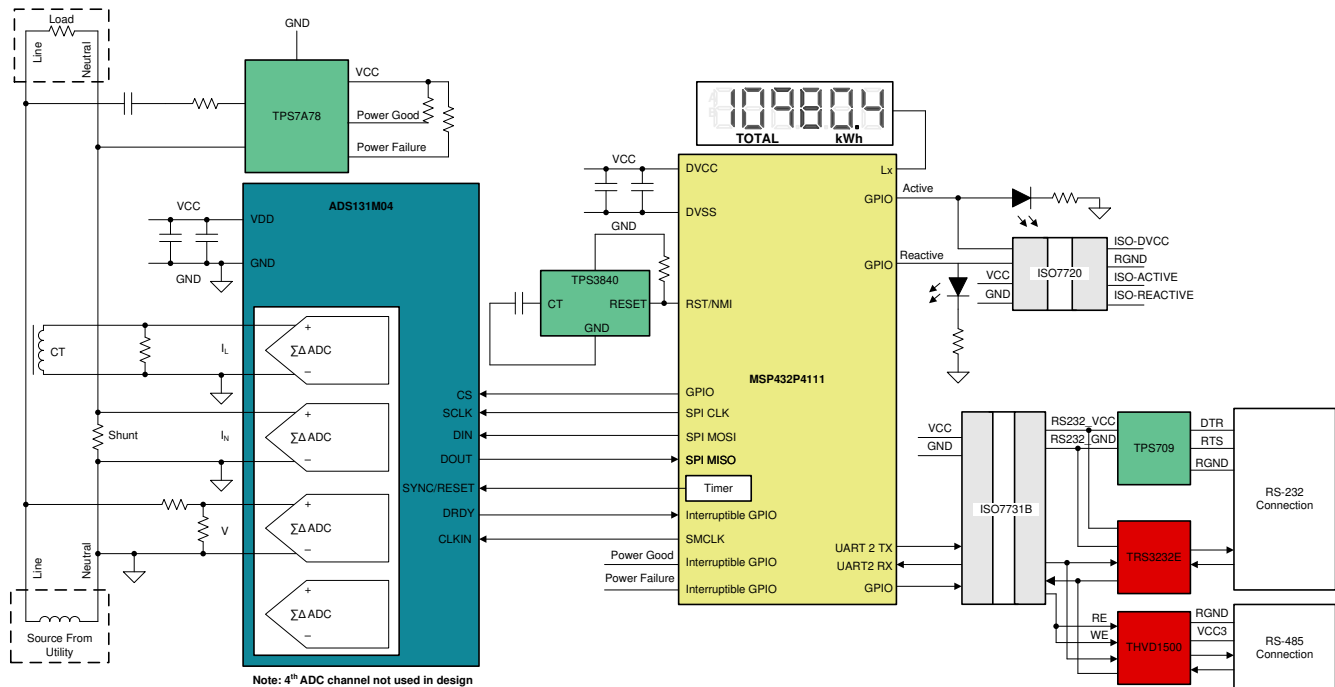


図 2-1. TIDA-010036 のブロック図

図 2-1 では、商用電源電圧を ADC で検出可能な電圧に変換するためにシンプルな分圧器を使用しています。電流については 2 つの電流センサを使用し、1 つの電流センサを使用してライン電流を検出し、もう 1 つの電流センサを使用して中性電流を検出します。この設計では、電流センサにシャントと電流トランスを使用しています。図 2-1 では、CT はライン電流を測定し、シャントは中性電流を測定し、システムは中性線を基準としています。しかし、設計は 2 番目の構成もサポートしており、CT は中性電流を測定し、シャントはライン電流を測定し、システムはラインを基準としています。

シャント電流センサの場合、シャントの抵抗値は、エネルギー測定に必要な電流範囲と、シャントにおける最大電力損失を最小限に抑えることを考慮して選択されます。CT 電流センサの場合、CT には関連付けられる負担抵抗があり、測定デバイスを保護するために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。

電圧チャネルの分圧抵抗の選択により、商用電源電圧が ADS131M04 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。ADS131M04 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。ADS131M04 電圧 ADC に供給される電圧を減らすことで、電圧から電流へのクロストークを低減していますが、このクロストークは電圧 ADC の精度よりも計測精度に影響を及ぼすため、電圧精度が犠牲になります。

この設計では、ADS131M04 デバイスは、次の方法で MSP432™ マイコンと通信します。

1. ADS131M04 デバイスを使用する CLKIN クロックは、MSP432 マイコンの SMCLK クロック信号出力から供給されます。
2. ADS131M04 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、ADS131M04 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 MSP432 マイコンに通知します。

4. 新しいサンプルの通知を受信した後で、MSP432 マイコンは SPI インターフェイスの 1 つと DMA を使用して、ADS131M04 デバイスから電圧と電流のサンプルを取得します。

この設計では、TPS3840 デバイスは、MSP432 マイコンの外部 SVS として使用されます。MSP432 マイコンにはこのアプリケーションに十分な内部 SVS が搭載されていますが、マイコンから独立した SVS を搭載することでさらなる安全性が確保できるため、TPS3840 スタンドアロン SVS を使用しています。

この設計に電力を供給するために、TPS7A78 デバイスを使用してキャップドロップ電源を実装します。この TPS7A78 デバイスは、従来のキャップドロップ電源よりも高い出力電流を実現できます。また、電源障害ピンも備えており、停電の発生やメータからの中性接続の取り外しの発生に起因してシステムが AC 電源障害を検出したときにマイコンにアラートを送信するために使用できます。TPS7A78 にはパワーグッド ピンがあり、これを使用することで、停電から復旧後にキャップドロップ電源の出力電圧が上昇したことをマイコンに通知できます。

図 2-1 における他に重要な信号は、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。ISO7720 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。特に、シャントでライン電流が測定される場合、この構成ではシステムもこの高電圧ライン接続を基準としているため、これは特に必要です。

絶縁型パルスに加えて、この設計は、TPS70933、ISO7731B、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。この設計では、基板にある ISO7731B および THVD1500 デバイスを使用することで、RS-232 の代わりに RS-485 を使用するように構成できます。

2.2 主な使用製品

2.2.1 ADS131M04

ADS131M04 デバイスは、4 チャネル、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、保護の用途に適しています。ADC 入力、抵抗デバイダ回路、電圧または電流を測定するためのトランス、電流を測定するためのシャント抵抗、あるいは電流を測定するための Rogowski コイルに直接接続することができます。

個々の ADC チャネルは、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 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 (CRS) 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 2-2 に示します。

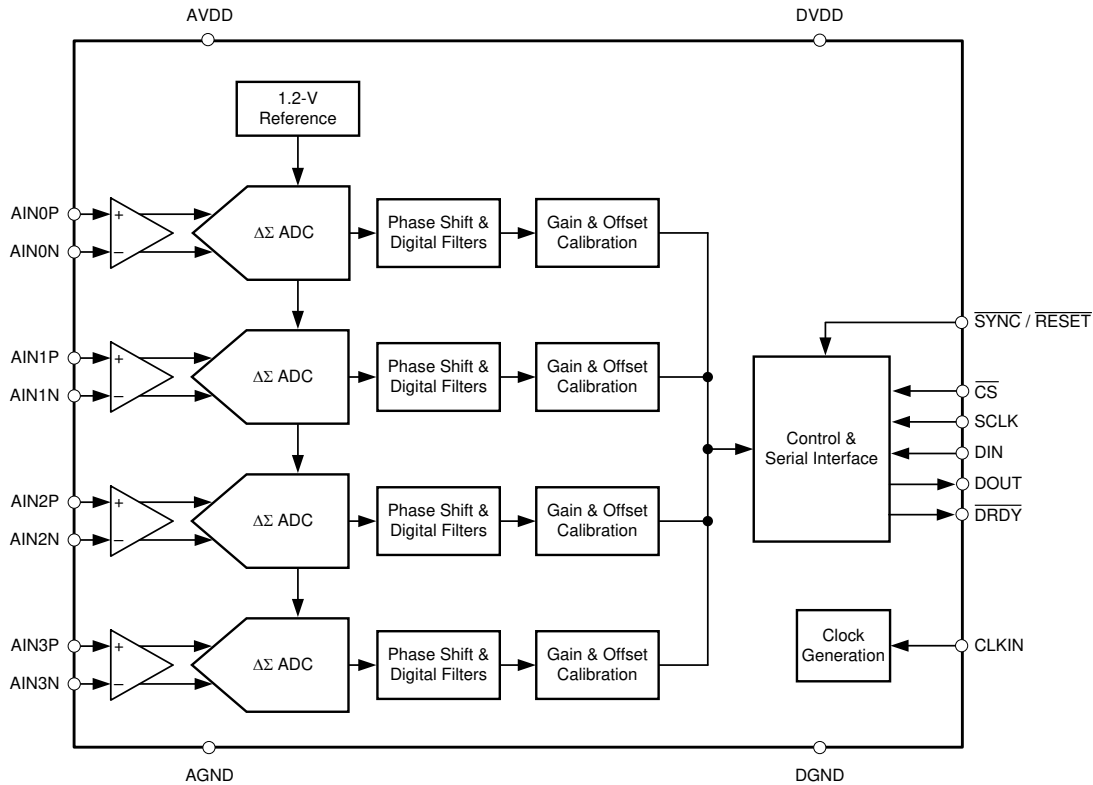


図 2-2. ADS131M04 の機能ブロック図

図 2-2 では、2.7V～3.6V の電圧を AVDD と AGND の間、および DVDD と GND の間に印加する必要があります。また、外部クロックを CLKIN に接続する必要があります。ADS131M04 デバイスが高分解能モードに構成されている場合、ADS131M04 が正常に動作するには、このクロックが 1MHz と 8.3MHz の間にある必要があります。ADS131M04 デバイスの CLKIN クロックは、MSP432 マイコンの SMCLK クロック出力から生成できます。ADS131M04 はこのクロックをさらに 2 分周し、その分周されたクロックをデルタ シグマ変調器クロックとして使用します。新しい ADC サンプルが準備できると、ADS131M04 は DRDY ピンをアサートして、ホスト マイコンに新しい ADC サンプルが利用可能になったことを通知します。ADS131M04 デバイスは広い周波数範囲のクロックを受け入れることができるため、コヒーレント サンプリングを必要とするアプリケーションにもデバイス自体を使用できます。

2.2.2 TPS7A78

TPS7A78 デバイスは、電源の全体的な効率とスタンバイ電力を改善し、AC/DC 変換に対して使いやすい非磁気アプローチを実現できるようにします。TPS7A78 デバイスは、外部コンデンサを使用して電流源を生成し、整流電圧をアクティブにクランプします。その後、デバイスはアプリケーション固有の動作電圧まで電圧をレギュレートします。このデバイス独自のアーキテクチャにより、スタンバイ電力を数百ミリワットからわずか数十ミリワットに削減することができます。TPS7A78 デバイスは画期的なスイッチト キャパシタ電力段を利用して、クランプされた電圧を約 1/4 の値に引き下げ、同時に電流を 4 倍にします。このため、電流源コンデンサのサイズを大幅に削減できるため、スタンバイ時電力を最小限に抑え、ソリューションを小型化し、システム コストを低減することができます。

TPS7A78 デバイスは、電源に対して信頼性が高く、磁気改ざん防止を行う必要がある電気メータ向けに最適化されています。TPS7A78 デバイスは外部磁気素子が不要なため、IEC 61000-4-8 および磁気改ざんテストに容易に準拠できるだけでなく、コストのかかる磁気シールドを最小限に抑えることができます。

さらに、TPS7A78 はユーザー プログラマブル電源障害検出スレッシュホールドを備えており、AC 電源の障害を早期に警告することで、システムが主電源を失う前にデータを保存し、その後バックアップ電源に切り替える前に低消費電力モードに移行することができます。TPS7A78 のパワーグッド表示機能を使用すると、電源が戻ったことをシステムに警告して、システムが低消費電力モードを終了して通常動作を再開できます。

2.2.3 MSP432P4111

SimpleLink™ MSP432P4111 マイコンは、FPU および DSP 拡張機能を搭載した超低消費電力の性能を実現する最適化されたマイコンです。このデバイスは、浮動小数点ユニットとメモリ保護ユニットを搭載した ARM® Cortex®-M4F 32 ビット CPU、リアルタイム クロック、LCD ドライバ、ポート マッピング可能な GPIO、AES 暗号化/復号化アクセラレータ、および複数のシリアル通信オプションを備えています。MSP432P4111 マイコンは、Wi-Fi®、Bluetooth® Low Energy、Sub-1GHz、ホスト マイコンで構成される SimpleLink マイコンプラットフォームの製品です。これらすべてのデバイスは、シングルコアのソフトウェア開発キット (SDK) と豊富なツール セットを備えた共通の使いやすい開発環境を共有しています。

このデザインの MSP432 マイコンは、ADS131M04 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、内部 LCD ドライバ モジュールを使用して基板上の LCD を駆動し、UART インターフェイスの 1 つを使用して基板の絶縁型 RS-232 か絶縁型 RS-485 回路のいずれかで PC の GUI との通信を行います。MSP432 マイコンの CRC モジュールは、ADS131M04 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。

2.2.4 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 リセットがロジック Low にプルされたとき (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{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{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。

電力メータに関しては、一部のメーカーは、マイコンがすでに内部 SVS 機能を備えている場合でも、システム内のマイコンをリセットするために外部 SVS デバイスを設けることを好みます。マイコン内部の SVS を使用するよりも、外部 SVS デバイスを使用することが優先される場合があります。これは、外部デバイスがマイコンとは独立して動作するため、内部オプションよりもセキュリティが高まる可能性があるためです。MSP432 マイコンの SVS で十分ですが、セキュリティレベルを高めるために、TPS3840 外部 SVS デバイスがこの設計に追加されています。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、TPS3840DL20 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、2V 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。

2.2.5 THVD1500

THVD1500 デバイスは、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。バスのピンは高レベルの IEC 接触放電 ESD イベントへの耐性があるため、システム レベルでの追加保護部品が不要です。

このデバイスは、5V の単電源で動作します。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、THVD1500 デバイスは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。

THVD1500 デバイスは、業界標準の 8 ピン SOIC パッケージで供給され、ドロップイン互換性があります。このデバイスは -40°C から 125°C までの範囲で特性評価されています。このデバイスは、TIA/EIA-485A 規格および中国の国家电网公司 (SGCC) が準拠を要求しているパート 11 シリアル通信プロトコル RS-485 規格の要件を満たす性能、またはこれを超越する性能を備えています。

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。

2.2.6 ISO7731B

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。

このリファレンス デザインの RS-232 および RS-485 回路で使用されている ISO7731B デバイスのバリエーションは、UL 準拠で最大 5kV_{RMS} のガルバニック絶縁を 1 分間にわたって実現します。このデジタル アイソレータには 3 つの絶縁チャネルがあり、2 つのチャネルは順方向チャネル、もう 1 つは逆方向チャネルです。このデザインでは、TX と RX に 2 つの絶縁チャネルを使用します。通信に RS-485 を選択した場合、制御信号に 3 番目の絶縁チャネルを使用してレシーバまたはドライバをイネーブルにします。RS-232 を選択する場合、3 番目の絶縁チャネルは必要ありません。顧客のシステムで RS-485 ではなく RS-232 が必要な場合は、必要な絶縁チャネルは 2 つのみで済むため、3 チャネルの ISO7731B デバイスを使用する代わりに、2 チャネルの ISO7721B デバイスを使用することでコストを削減できます (しかし、これらの 2 つのデバイスはピン互換性がないことに注意してください)。それぞれの絶縁チャネルにはロジック入力および出力バッファがあり、二重の容量性二酸化ケイ素 (SiO₂) 絶縁バリアによって分離されています。このチップは 100Mbps の信号速度をサポートしています。このチップは、2.5V、3.3V、5V の電源およびロジックレベルで動作できます。

2.2.7 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、±15kV 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。デバイスは最大 250kbps のデータ信号速度、最大 30V/μs のドライバ出力スlewレートで動作します。

2.2.8 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。

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 1μA であるため、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。

2.2.9 ISO7720

ISO772x シリーズは、UL 1577 規格に基づき、5000V_{RMS} (DW パッケージ) および 3000V_{RMS} (D パッケージ) の絶縁耐圧を備えた高性能デュアル チャネル 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。ISO772x 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気耐性と低い放射を実現します。それぞれの絶縁チャネルにはロジック入力および出力バッファがあり、二酸化ケイ素 (SiO₂) の絶縁バリアによって分離されています。ISO7720 デバイスでは両方のチャネルが同じ方向で、ISO7721 デバイスではそれぞれのチャネルが逆方向です。入力電源または信号が途絶えた場合、末尾に F が付いていないデバイスは

デフォルトで出力が **High** になり、末尾に **F** が付いているデバイスは出力が **Low** になります。革新的なチップ設計とレイアウト技術により、ISO772x デバイスの電磁両立性が大幅に向上しており、システムレベルでの ESD、EFT、サージ、および放射に関する規制に容易に準拠できるようになりました。ISO772x ファミリーのデバイスには、ワイド ボディ (DW) の 16 ピン SOIC パッケージとナロー ボディ (D) の 8 ピン SOIC パッケージが用意されています。

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。ISO7720 デバイスを使用することで、これらのヘッダーの絶縁型バージョンが提供され、非絶縁型機器への接続が可能になります。これは、設計がラインを基準としている場合に特に必要となります。この設計では、ISO7720 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_{RMS} 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。

2.3 設計上の考慮事項

2.3.1 ハードウェア実装の設計

2.3.1.1 TPS7A78 キャップドロップ電源

この設計では、TPS7A78 デバイスを使用することで、磁気部品を使用せずに、従来型のキャップドロップ LDO ベースの電源よりも最大出力電流が大きいキャップドロップ電源を実現しています。図 2-3 に、この設計でキャップドロップ電源を実装する回路を示します。「TPS7A78 120mA、スマート AC/DC リニア電圧レギュレータ」データシートには、さまざまなシステム要件に応じて、図 2-3 に示されている部品の最適な値を選択する方法に関する詳細が記載されています。

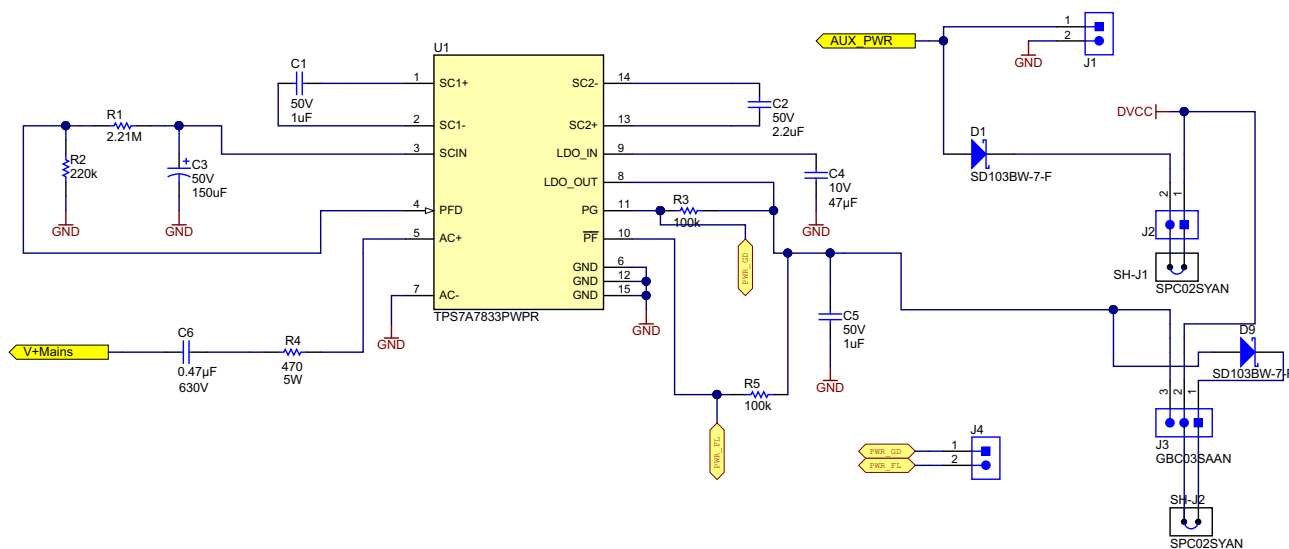


図 2-3. TPS7A78 キャップドロップ電源回路

図 2-3 では、コンデンサ C6 が、このキャップドロップ電源で可能な限り最大の出力電流を決定する高電圧コンデンサです。抵抗 R4 は、TPS7A78 デバイスへの突入電流を制限するために使用される抵抗です。この抵抗を使用すると、過渡電圧サプレッサ (TVS) または金属酸化バリスタ (MOV) と組み合わせたサージ電流からデバイスを保護できます。中性線を基準として設計が選択されている場合、図 2-3 の「V+Mains」は抵抗 R29 (図 2-4 を参照) を介してラインに接続され、GND は抵抗 R37 (図 2-4 を参照) を介して中性線に接続されます。ラインを基準として設計とシャントが選択されている場合、図 2-3 における GND は抵抗 R29 (図 2-4 を参照) を介してラインに接続され、「V+Mains」は抵抗 R37 (図 2-4 を参照) を介して中性線に接続されます。この設計では、R29 と R37 は、現在実装されている 0Ω 抵抗の代わりに、EMI 抑制のためにフェライト ビーズに置き換えることができる点に注意してください。

TPS7A78 デバイスは、従来型のキャップドロップ電源で通常使用される外部ツェナー ダイオードを使用する代わりに、内部アクティブ クランプを採用しています。また、このデバイスは 4:1 スイッチト キャパシタ段を使用して、クランプされた電圧を 4 分周し、電流を 4 倍にします。その結果、磁気部品を使用せずに、従来型のキャップドロップ電源よりも大きな出

力電流を得ることができます。TPS7A78 はより大きな出力電流を供給できるため、従来型のキャップドロップ電源で使用するものと同じサイズのコンデンサを使用しながら、より大きな出力電流を得ることができます。または、コンデンサのサイズを小さくして、従来型のキャップドロップ電源と同じ最大出力電流を得ることも可能です。または、その両方を実現することもできます。TPS7A78 ベースのキャップドロップ電源で許容される出力電流の増加により、電源からの最大出力電流をシステムの最大消費電流よりも十分に大きく設計することが可能になり、コンデンサの値が経時的にわずかに減少した場合でも、キャップドロップ電源がメータに電力を供給し続けることができるようになります。この設計では、470nF のコンデンサを使って、50mA までの負荷に電力を供給できます。

TPS7A78 デバイスは、停電の可能性のあるアラートに使用される電源障害表示機能も内蔵しているため、マイコンは最終的な措置を実行できます。電源障害表示はスイッチト キャパシタ段の入力で行われるため、電源障害を早期に検出できます。電源障害スレッシュホールドは、TPS7A78 デバイスの SCIN ピン、PFD ピン、グランドの間に抵抗デバイスを使用して設定します。この設計では、この電源障害表示を使用して、システムがバックアップ電源からの電力供給に切り替わる前に、ADS131M04 デバイスを電流検出モードにします。この設計は、バックアップ電源の負端子を [図 2-3](#) の J1 のピン 2 に、正端子を J1 のピン 1 に接続することで、バッテリーなどのバックアップ電源をサポートしています。この設計でバックアップ電源を使用する場合は、TPS7A78 の出力とバックアップ バッテリの出力を論理和 (OR 演算) する必要があります。[図 2-3](#) に示されているように、これはダイオード D1 と D9 を使用して実現できます。なお、2 つの電源をダイオードで論理和 (OR 演算) すると電圧降下が発生しますが、出力電圧の低下による影響を軽減するために、この設計で使用されている 3.3V の TPS7A7833 の代わりに、より高電圧の 3.6V の TPS7A7836 バリエーションを使用することで、ダイオードによる電圧降下をオフセットすることができます。この設計では、TPS7A78 の出力電圧はバックアップ電源の電圧よりも高いことを想定しており、AC 商用電源が利用可能なときに TPS7A78 からこの設計に電力が供給されます。バックアップ電源の電圧が TPS7A78 デバイスよりも高い場合、AC 商用電源が利用可能であっても、この設計にはバックアップ電源から電力が供給されます。

TPS7A78 デバイスは、電源障害表示に加えて、パワーグッド表示機能も備えています。これは、LDO の出力電圧が目的の LDO 出力電圧の 90% 以上になったときにアサートされます。このパワーグッド表示は、停電後に電源が復旧したことをシステムに通知するために使用され、マイコンに警告を発して ADS131M04 に電流検出モードを終了させるように指示します。また、TPS7A78 は、スイッチト キャパシタの出力段に LDO を内蔵しているため、V_{OUT} をレギュレートし、リップルを減衰させることもできます。

TPS7A78 および TPS7A78 の内蔵アクティブ クランプ、内蔵 LDO、内蔵電源障害表示、内蔵パワーグッド表示により、コンデンサのサイズを小型化できるため、従来型のキャップドロップ電源と比較して、このキャップドロップ電源が占める PCB 面積を削減できます。

2.3.1.2 TPS3840 SVS

TPS3840 デバイスは外部電源電圧スーパーバイザ (SVS) で、MSP432 マイコン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 バッテリで動作します。MSP432 マイコンには内蔵 SVS デバイスも搭載されており、このアプリケーションにはそれで十分ですが、マイコンの内蔵 SVS ではなく外部 SVS を使用することで、セキュリティがさらに強化されます。これは、外部 SVS はマイコンと独立しているため、マイコン自体に影響を与えるあらゆる問題の影響を受けにくいからです。

この設計で使用される TPS3840DL20 デバイスのバリエーションは、負電圧スレッシュホールド電圧が 2V です。MSP432 マイコンに電力を供給する電圧レールが 2V を下回ると、TPS3840 デバイスは MSP432 マイコンをリセットします。監視対象の電圧が低電圧スレッシュホールドにヒステリシス電圧値を加えた値 (合計約 2.1V) 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 のリセット ピンは High に戻ります。 t_D は、TPS3840 の CT ピンに接続されたコンデンサの値に基づいて決定されます。この設計では、0.33μF コンデンサを TPS3840 デバイスの CT ピンに接続しているため、リセット遅延時間は約 204ms になります。

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。MSP432 マイコンの JTAG 回路には 47kΩ 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が特別に選択されています。

2.3.1.3 アナログ入力

この設計のアナログ フロント エンドは、ADS131M04 デルタ シグマ スタンドアロン ADC で構成されています。それぞれの ADS131M04 コンバータは差動で、ピンの入力電圧が ±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。また、ADS131M04 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 信号をレベル シフタなしで直接接続できます。このサブセクションでは、電圧チャネルと電流チャネルに使用するアナログ フロント エンドについて説明します。

2.3.1.3.1 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 ~ 240V であるため、ADC で検出するにはこれをスケールダウンする必要があります。この電圧スケールリング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。J22 では電圧が印加されます。

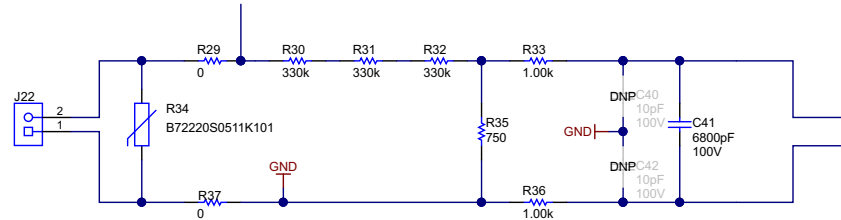


図 2-4. 電圧入力用のアナログ フロント エンド

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 (R34)、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 R29 および R37)、分圧器回路 (R30、R31、R32、R35)、RC ローパス フィルタ (R33、R36、C40、C41、C42) 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、この設計では電圧チャネルに ADC 範囲全体を使用していません。ADS131M04 デバイスの ADC は高精度なので、この設計では電圧チャネルに使用する 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。

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

この式と 図 2-4 で選択された抵抗値に基づき、230V の商用電源電圧を使用する場合、電圧 ADC への入力信号の電圧スイングは $\pm 246\text{mV}$ ($181\text{mV}_{\text{RMS}}$) です。 $\pm 246\text{mV}$ の電圧範囲は、電圧チャネルに使用される PGA ゲイン値 1 に対して、ADS131M04 デバイスが検出できる入力電圧範囲である $\pm 1.2\text{V}$ の範囲内に十分に収まっています。

2.3.1.3.2 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。図 2-5 に、CT 電流チャネルに使用されるアナログ フロント エンドを示します。この図では、CT からの正と負のリードが、ヘッダー J26 のピン 3 とピン 1 に接続されています。

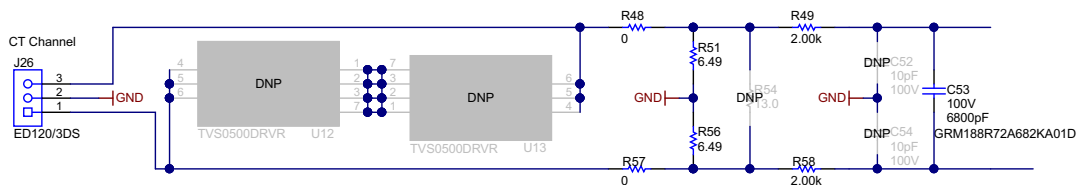


図 2-5. CT 電流入力のアナログ フロント エンド

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 (R48 と R57)、電流トランス用の負荷抵抗 (R51 と R56)、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 (R49、R58、C52、C53、C54) のフットプリントで構成されます。必要に応じて、サージからの補助的な保護のために TVS0500 に交換できるフットプリント (U12 および U13) もあります。

図 2-5 に示すように、抵抗 R51 と R56 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 の巻線比仕様に基づいて選択します (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 12.98Ω 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。

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

この設計は最大電流が 100A、CT の巻線比が 2000、負荷抵抗が 12.98Ω 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。

図 2-6 に、シャント電流チャンネルに使用されるアナログ フロント エンドを示します。この図では、シャントからの正と負のリードが、ヘッダー J25 のピン 1 とピン 3 に接続されています。シャントのグランド接続は、この J25 ヘッダーのピン 2 に接続します。

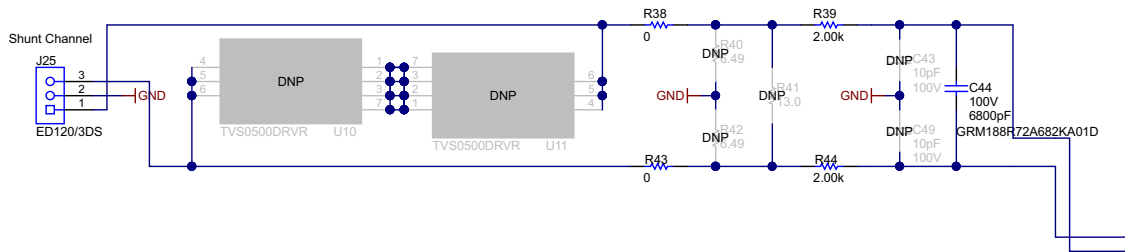


図 2-6. シャント電流入力のアナログ フロント エンド

図 2-6 の回路は CT チャンネルに示した回路と似ていますが、CT の代わりにシャントが使用されるため、R51 と R56 の負荷抵抗が除去されています。負荷抵抗を取り外した状態であるため、CT をこのチャンネルに接続しないでください。大きな出力電圧が発生し、メータの損傷を引き起こす可能性があります。さらに、ADS131M04 デバイスの AINxP ピンと AINxN ピンのピンの順序は、あるコンバータから別のコンバータに移行するときに入れ替わることに注意してください。たとえば、AIN1N はピン 5、AIN1P はピン 6 ですが、AIN2P はピン 7、AIN2N はピン 8 です。順番が入れ替わるのは、J26 の CT の正出力端子と負出力端子の配置が、J25 のシャント抵抗の正出力端子と負出力端子の配置と比べて逆になっているためです。

式 2 に、特定の最大電流、シャント抵抗値において、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示します。

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

シャント電流センサの場合、シャント センサの値は、精度とシャント消費電力のトレードオフに基づいて選択されます。シャント値を小さくすると、シャントで消費される電力は小さくなりますが、シャントからの出力電圧が低くなり、シャント出力を昇圧するために高い PGA ゲインを使用しても、低電流での精度が低下します。この設計では、 $100\mu\Omega$ と $200\mu\Omega$ 両方のシャントを使用してテストを実施します。

$V_{\text{ADC,shunt}}$ 範囲に基づいて、表 2-1 のフルスケール レンジ表を参照し、 $V_{\text{ADC,shunt}}$ シャント電圧が収まる 2 つのゲイン範囲を見つけて、適切な PGA ゲインを選択します。これら 2 つのゲイン値から、シャントチャンネルに選択する PGA ゲイン値として低いゲイン設定を選択します。このゲイン値により、大電流で飽和することなく、ADC の範囲が最大化されます。このプロセスの一例として、最大 RMS 電流 100A、シャント抵抗 $200\mu\Omega$ を使用するとします。これらの値に基づき、 $V_{\text{ADC,shunt}}$ は $\pm 28.3\text{mV}$ の範囲で変化します。この電圧範囲はゲイン 32 での最大電圧 $\pm 37.5\text{mV}$ と PGA ゲイン 64 での $\pm 18.75\text{mV}$ の間にあるため、シャントチャンネルの PGA ゲイン設定は 32 に設定されます。

表 2-1. フルスケール レンジ

ゲイン設定	FSR
1	$\pm 1.2\text{V}$
2	$\pm 600\text{mV}$
4	$\pm 300\text{mV}$
8	$\pm 150\text{mV}$
16	$\pm 75\text{mV}$
32	$\pm 37.5\text{mV}$
64	$\pm 18.75\text{mV}$
128	$\pm 9.375\text{mV}$

2.3.2 電流検出モード

メータを改ざんするために使用される 1 つの手法として、中性接続を切り離す手段が挙げられます。中性線が切り離されると、RMS 電圧と有効電力は測定できません。また、メイン AC/DC 電源が機能しないため、バッテリーなどのバックアップ電源を使用してメータに電力を供給する必要があります。この改ざん手法では、有効電力の読み取り値が電圧を測定できないときは 0W になる可能性があります。このラインワイヤに電流が流れます。このライン電流の存在を利用することで、停電と人為的なメータの中性接続の切り離しを区別することができます。

ADS131M04 デバイスには電流検出モードがあり、このモードを使用することで、バックアップ バッテリーの寿命に大きな影響を与えることなく、この不正行為シナリオにおける電流の存在を検出することができます。このモードでは、ADS131M04 デバイスは内部発振器を使用して 2.7kSPS で構成可能なサンプル数を収集し、結果の絶対値をプログラマブル スレッショルドと比較します。サンプル ウィンドウ内の構成可能なサンプル数がスレッショルドを超えると、ホスト マイコンに通知されます。システムが AC 電源障害 (停電または中性線接続の切り離しによるもの) を検知した後、ADS131M04 デバイスが電流検出モードになり、 $\overline{\text{DRDY}}$ ピンを Low にすることでマイコンに割り込み信号を出力した場合、これは人為的にメータの中性線接続が切り離されてメータが不正に操作されたことを示している可能性があります。ADS131M04 デバイスは、中性線の除去時に改ざん電流のみを検出するのではなく、中性電流チャネルの電流検出を実行することで、ライン接続の除去を同時に検出するように設定することもできます。

2.3.2.1 ADS131M04 電流検出手順

図 2-7 に、ADS131M04 デバイスが電流検出モードに移行する手順の詳細と、このモードで実行される手順を示します。

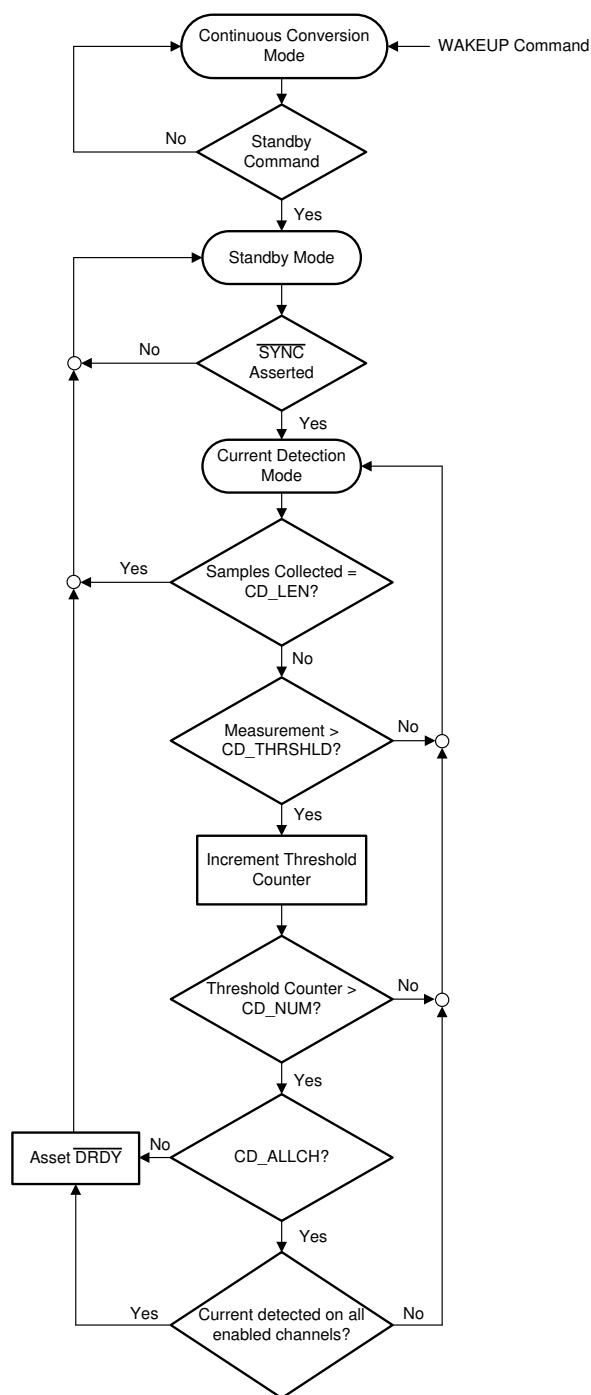


図 2-7. ADS131M04 電流検出モードプロセス

このプロセスは、マイコンが ADS131M04 デバイ스에スタンバイコマンドを通常の連続変換モードから送信することで開始します。このコマンドを送信することで、ADS131M04 デバイスはスタンバイモードになります。デバイスが通常の変換モードのときと同様に、新しいサンプルが利用可能になるたびに $\overline{\text{DRDY}}$ ピンがアサートされてはいけません。 $\overline{\text{DRDY}}$ ピンは、改ざん電流が検出された場合、電流検出モードでのみ Low にアサートされます。また、デバイスがサンプルを変換していないため、スタンバイモードでは $\overline{\text{DRDY}}$ ピンは Low にアサートされません。

デバイスがスタンバイモードの後、 $\overline{\text{SYNC/RESET}}$ ピンにパルスを供給します。これにより、対応する ADS131M04 レジスタで CD_EN ビットがすでに有効化されていると仮定して、デバイスを電流検出モードに移行できます。電流検出モードでは、ADS131M04 は、各サンプルの絶対値がユーザー定義のスレッシュホールドを上回っているかどうかを確認します。このスレッシュホールドは、 CD_THRSHLD レジスタによって設定されます。サンプルが設定スレッシュホールドを超えると、この電流サンプリング ウィンドウのスレッシュホールド カウンタがインクリメントされます。このスレッシュホールドをインクリメントすると、対応する ADS131M04 レジスタの CD_NUM ビットで設定された値をスレッシュホールド カウンタが上回っているかどうかを確認するチェックが実行されます。 CD_NUM ビットは、検出が実施されるためにスレッシュホールド (CD_THRSHLD) を超える必要があるサンプル数を構成します。検出のために複数のサンプルが必要になるのは、スレッシュホールドを超える可能性のあるノイズの多い値を許容し、ホストによる対応を必要とするほど高い電力レベルを表さないためです。スレッシュホールド カウンタが、 CD_NUM ビットにより設定された値よりも大きい場合、ADS131M04 レジスタの CD_ALLCH ビットが 0 に設定されていると、または CD_ALLCH ビットが 1 に設定されていて、すべてのイネーブル チャネルで電流が検出されると、 $\overline{\text{DRDY}}$ がアサートされます。 $\overline{\text{DRDY}}$ がアサートされた後、サンプル ウィンドウ全体がまだチェックされていない場合でも、デバイスはスタンバイモードに戻ります。チェックされたサンプル数が、ADS131M04 レジスタのいずれかの CD_LEN ビットで設定されたサンプル ウィンドウと等しく、スレッシュホールド カウンタが CD_NUM を超えない場合、デバイスは $\overline{\text{DRDY}}$ をアサートせずに、スタンバイモードに戻ります。

図 2-8 に、電流検出モードを実行する 2 つのシナリオ例を示します。図 2-8 では、電流検出モードが初めてトリガされたとき、 CD_NUM を超えるサンプル数が電流検出スレッシュホールドを超えていません。その結果、ADS131M04 デバイスは、最大期間にわたって電流検出モードになっています。電流検出モードが 2 回目にトリガされたとき、 CD_NUM を超えるサンプル数が電流検出スレッシュホールドを超えています。これは改ざんが発生したことを示している可能性があります。 CD_NUM 以上のサンプル数が電流検出スレッシュホールドを超えた直後に、ADS131M04 はマイコンに通知を送信し、 CD_LEN のサンプル数が取得されるまで電流検出モードを続行するのではなく、電流検出モードを終了します。その結果、この例では電流検出モードがトリガされた 2 回目の時間は、最初に電流検出モードがトリガされた時間より短くなっています。

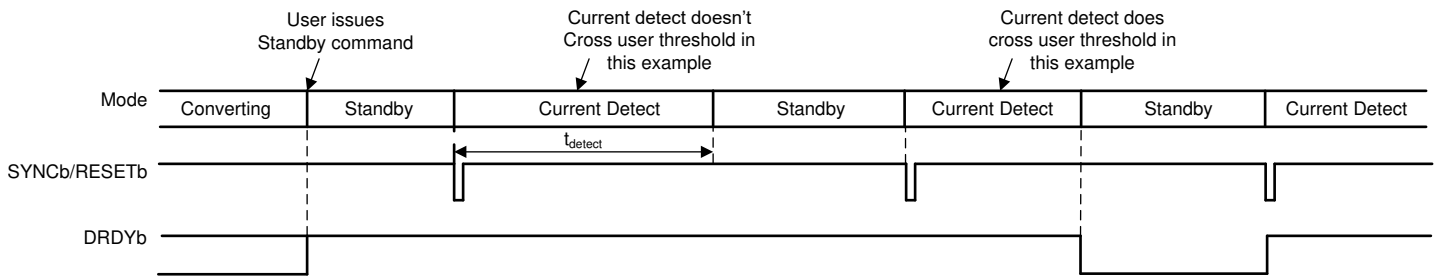


図 2-8. ADS131M04 電流検出の例

2.3.2.2 マイコンを使用した電流検出モードのトリガ

2.3.2.2.1 タイマを使用して電流検出モードを定期的なトリガ

CPU の介入なしに ADS131M04 デバイスを定期的に電流検出モードに移行させるには、マイコンのタイマ出力を ADS131M04 デバイスの $\overline{\text{SYNC/RST}}$ ピンに接続するという方法があります。このタイマは、ADS131M04 デバイスがスタンバイモードから電流検出モードに定期的に移行するために必要なパルスを出力するように設定できます。この設計では、ADS131M04 $\overline{\text{SYNC/RESET}}$ ピンに接続されたピンを、MSP432 マイコンのタイマ A モジュールの 1 つからのタイマ出力にポート マッピングできます。このタイマは基板上の低周波水晶振動子からクロック供給を受けることができるため、MSP432 マイコンが SMCLK と CPU クロックが停止される低消費電力モードに入った場合でもタイマを動作させることができ、システム全体の消費電流を削減することが可能になります。

この設計では、 $\overline{\text{SYNC/Reset}}$ ピンを駆動するタイマがアップモードでカウントするように構成されています。このタイマは TAxCCR0 レジスタに設定された値にカウントされます。 TAxCCR0 までカウントした後、タイマは次のタイマ クロック サイクルで 0 にリセットされます。図 2-9 に、 $\overline{\text{SYNC/Reset}}$ ピンに接続されたタイマ出力が「reset/set」出力モードに設定される状態を示します。このモードでは、タイマが最初に TAxCCR1 レジスタの値までカウントしたときに $\overline{\text{SYNC/Reset}}$ ピンが Low にアサートされ、タイマが再び 0 までカウントしたときにピンが High にアサートされます。電流検出モードに直ちに移行するには、タイマが最初に開始する前に、 TAxCCR1 と同じ値でタイマ カウントを初期化します。

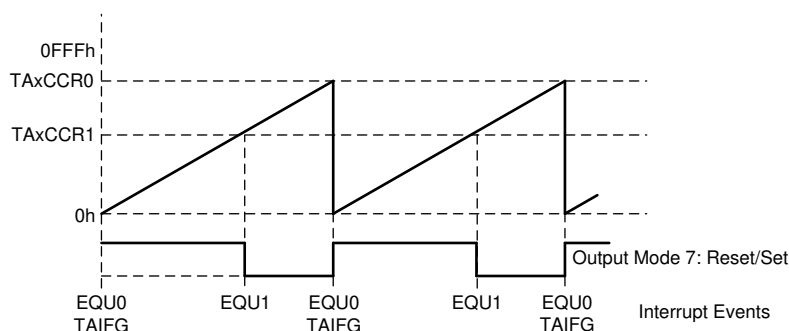


図 2-9. タイマ出力構成

TAxCCR0 レジスタとタイマの周波数は、電流検出モードに移行する周波数を設定します。MSP432 マイコンのタイマ A モジュールにはクロック分周器があり、このクロック分周器は、より低速な周波数タイマのためにクロックソースを分周するために使用されます。式 4 に、選択したクロック分周器に基づくタイマの周波数を示します。

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

トリガから電流検出モードに移行するまでの時間は、式 5 で計算できます。

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

SYNC/RESET ピンが Low に保持されている時間の長さである負パルス幅時間も、式 6 に示されているように計算されます。

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

たとえば、タイマ クロックソースの周波数が 32,768Hz で、TAxCCR0 および TAXCCR1 レジスタの値が 65,535 であるとして、これら 2 つの 16 ビットレジスタが保持できる最大値です。電流検出モードを 10 秒ごとに 1 回実行する必要がある場合、タイマのクロック分周器の値を 5 に設定できます。これにより、タイマ周波数は 6553.6Hz、負パルス幅時間は 153μs になります。別の例として、電流検出モードを 64 秒に 1 回実行する場合、タイマのクロック分周器の値を 32 に設定すると、タイマ周波数は 1024Hz、負パルス幅時間は 977μs になります。

2.3.2.2.2 電流検出モードの開始および終了のマイコン手順

図 2-10 に、ホスト マイコンが ADS131M04 デバイスをトリガして電流検出モードに移行する手順の例を示します。ADS131M04 デバイスを電流検出モードに切り替えるべき状況の一例として、電源への入力電圧が低下している兆候が早期に現れた場合が挙げられます。これは、停電が発生したこと、またはメータから中性線が切り離されたことを示している可能性があります。この設計では、TPS7A78 デバイスの電源障害表示を使用してこのモードをトリガします。

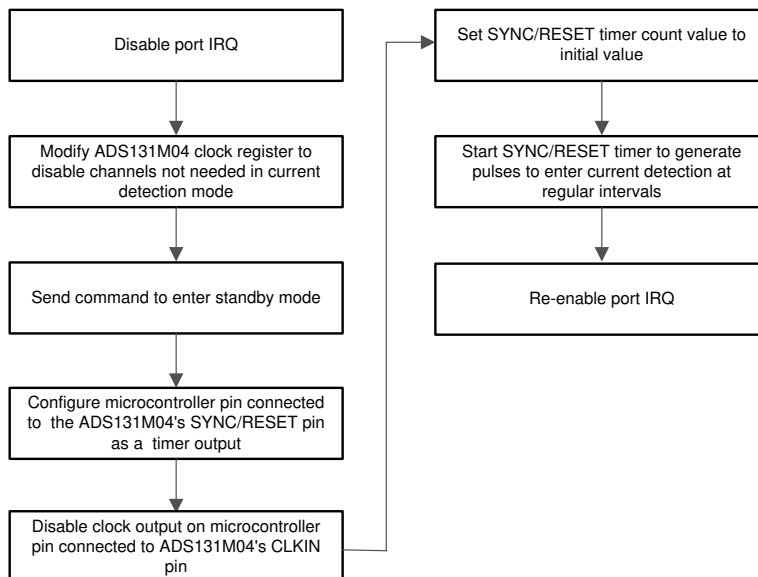


図 2-10. 電流検出モードに移行する手順の例

この手順の例では、ADS131M04 の $\overline{\text{DRDY}}$ ピンのアサートに関連付けられたポート割り込みを無効にすることで、ソフトウェアが ADC サンプルを読み取るようにトリガされることなく、デバイスを適切に構成できるようにしています。ポート割り込みを無効にした後、ホスト マイコンは ADS131M04 のレジスタの 1 つを変更することで、電流検出モードにおいて比較を行う必要のないすべてのチャンネルを無効にすることができます。具体的には、すべての電圧チャンネルと、場合によっては 2 つの電流チャンネルのうちの 1 つを無効にします。その後、ホスト マイコンは ADS131M04 にコマンドを送信して、スタンバイ モードに移行する必要があります。スタンバイ モードに移行するコマンドを送信した後、ADS131M04 デバイスの $\overline{\text{SYNC/RESET}}$ ピンに接続されたマイコンピンは、通常の GPIO ピンではなく、ポート マッピング コントローラをタイマ出力として構成できます。スタンバイ モードや電流検出モードではこの外部クロックは不要なため、消費電流を削減するために、マイコンから ADS131M04 デバイスの CLKIN ピンへのクロック供給を無効にします。また、 $\overline{\text{SYNC/RESET}}$ パルスを生成するために使用されるタイマのカウンタを初期化することで、MSP432 マイコンが ADS131M04 に最初のパルスを供給して電流検出モードに入るまでの待ち時間を短縮します。タイマ カウントが初期化された後、タイマが起動され、前述のように、ADS131M04 の $\overline{\text{SYNC/RESET}}$ ピンにパルスが供給され、一定間隔で電流検出モードが開始されます。この時点で、 $\overline{\text{DRDY}}$ 信号が Low になった場合は常に改ざん電流が検出されたことを示しているため、 $\overline{\text{DRDY}}$ ポートの割り込みを再度有効にしてこれをキャプチャします。その後、ホスト マイコンを低消費電力モードに移行させることができます（しかし、この設計では特にイコンは低消費電力モードには設定されていないことに注意してください）。改ざん電流が検出された場合、 $\overline{\text{DRDY}}$ のアサートによってマイコンへの割り込みが発生し、低消費電力モードの場合はマイコンがウェークアップします。

図 2-11 に、電流検出モードを終了するプロセスの例を示します。この現象が発生する例として、停電が終了し、電力メータへの電力供給が再開された場合などが挙げられます。この設計では、このイベントは、TPS7A78 デバイスのパワーグッド信号がアサートされることによってトリガされます。

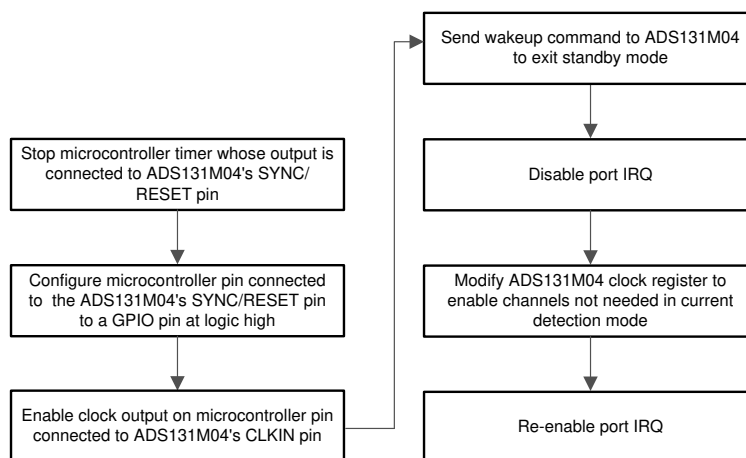


図 2-11. 電流検出モードを終了する手順の例

電流検出モードを終了するためのこの手順の例は、停電中にデバイスが移行していた可能性のある低消費電力モードをマイコンが終了することから始まります。次に、**SYNC/RESET** ピンにパルスを供給するために使用したタイマが無効になります。ADS131M04 の **SYNC/RESET** ピンに接続されたマイコンの GPIO ピンは、後で ADS131M04 を手動でリセットする必要がある場合に備えて、GPIO 動作に戻すように構成できます。次に、ADS131M04 デバイスのマイコンから CLKIN ピンへのクロックが再度有効化されます。クロックを有効にした後、ウェークアップ コマンドがホスト マイコンから ADS131M04 デバイスに送信されるため、スタンバイ モードを終了して、連続変換モードに戻ることができます。この時点で、デバイスは変換処理を行っており、**DRDY** ピンは通常のレートでアサートされます。この時点では、電流検出モードに移行する前に、一部のチャンネルが無効になっていた可能性があるため、サンプルは読み出されません。**DRDY** に関連付けられているポート割り込みは具体的に無効化になっているため、サンプルはまだ読み取られません。次に、ADS131M04 レジスタの 1 つが変更され、すべての ADC チャンネルが再度有効になります。すべてのチャンネルが有効になると、ポート割り込みが再度有効になり、ADC 値の読み取りを再開できます。この時点で、電流検出モードに移行する前から、通常のサンプリング プロセスが再開されます。

2.3.2.3 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 MSP432 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に、テスト用ソフトウェアの機能について説明します。最初のサブセクションでは、ADS131M04 デバイスと MSP432 マイコンのさまざまなペリフェラルの設定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、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、その後、エネルギー測定ライブラリ ソフトウェアとしてさらに開発されています。

TI は、すべての新規設計には、ADC エネルギー計測ライブラリ ソフトウェア パッケージの使用を推奨します。このソフトウェアには、ADC と ARM® Cortex® マイクロプロセッサ (MCU) 間の通信を可能にするハードウェア抽象化レイヤと、エネルギー測定のための計測計算ライブラリが含まれています。このソフトウェア ライブラリは、ARM® Cortex®-M4 MSP432P マイクロプロセッサ上で開発およびテストされていますが、付属のハードウェア抽象化レイヤを使用することで、他の ARM® Cortex®-Mx マイクロプロセッサにも移植可能です。このソフトウェアには、TIDA-010036 および TIDA-010037 リファレンス デザインの計測パラメータを表示するための Windows® PC の GUI も含まれています。

2.3.2.3.1 構成

2.3.2.3.1.1 クロック

MSP432 マイコンは、CPU クロック (MCLK) が 48MHz、サブシステム マスタ クロック (SMCLK) が 8.192MHz に設定されるように構成されています。MCLK のクロック ソースは MSP432 マイコンの内部 DCO であり、48MHz の周波数用に構成されています。SMCLK のクロック ソースは外部の 16.384MHz 水晶振動子で、これを内部で 2 分周すると 8.192MHz の SMCLK 周波数が生成されます。デバイスの補助クロック (ACLK) のクロック ソースには、32.768kHz の外部水晶振動子が使用されます。この ACLK クロックは、32.768kHz の周波数に設定されています。

2.3.2.3.1.2 ポート マップ

MSP432 マイコンはポート マッピング コントローラを備えており、デジタル機能をポートピンに柔軟にマッピングできます。他のピンに移植できる一連のデジタル機能は、デバイスによって異なります。特に MSP432 デバイスの場合、EUSCIB0 SPI モジュールの SPI クロック、SOMI、SIMO 機能は、ポート P2、P3、P7 にポートするためのすべてのオプションで利用可能です。さらに、SMCLK クロック出力は、ポート P2、P3、P7 への出力にも使用できます。テストソフトウェアでは、このポート マッピング機能が使用されて、PCB レイアウトの柔軟性が得られます。

ポート マッピング コントローラを使用して、次のマッピングが使用されています。

- PMAP_SMCLK (SMCLK クロック出力) → ポート P2.0 (ADS131M04 デバイスの CLKIN ピンに接続されており、ADS131M04 の変調器クロックの生成に使用できます。しかし、このマッピングは最初に有効化されず、ADS131M04 が初期化された後でのみ有効化されることに注意してください)。これはヘッダー J27 のピン 1 で、基板に SMCLK とラベル付けされています
- PMAP_UCB0SIMO (EUSCIB0 SPI SIMO) → ポート P2.1 (ADS131M04 デバイスの DIN ピンに接続)。これはヘッダー J27 のピン 2 で、基板に SPI DOUT とラベル付けされています
- PMAP_UCB0SOMI (EUSCIB0 SPI SOMI) → ポート P2.2 (ADS131M04 デバイスの DOUT ピンに接続)。これはヘッダー J27 のピン 3 で、基板に SPI DIN とラベル付けされています
- PMAP_UCB0CLK (EUSCIB0 SPI クロック) → ポート P2.3 (ADS131M04 デバイスの SCK ピンに接続)。これはヘッダー J27 のピン 4 で、基板に SPI CLK とラベル付けされています
- PMAP_TA0CCR1A → ポート 2.6 (タイマ A0 CCR1 比較出力 OUT1)。これはヘッダー J27 のピン 7 で、基板に RST SYNC とラベル付けされています。このマッピングは、ADS131M04 デバイスが電流検出モードのときのみ発生することに注意してください

2.3.2.3.1.3 GUI 通信用の UART のセットアップ

MSP432 マイコンは、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。MSP432 マイコンは、9600 ボード 8N1 の設定で構成された UART モジュールを使用して PC の GUI と通信します。

2.3.2.3.1.4 リアルタイム クロック (RTC)

MSP432 マイコンのリアルタイム クロック モジュールは、正確な 1 秒の割り込みを行い、必要に応じて時刻と日付を更新するように構成されています。

2.3.2.3.1.5 LCD コントローラ

MSP432P4111 マイコンの LCD コントローラは、最大で 8 マルチプレクサ ディスプレイと 320 セグメント、または 4 マルチプレクサ ディスプレイと 176 セグメントをサポートできます。現在の設計では、144 セグメントを使用して 4 マルチプレクス モードで動作するように LCD コントローラが構成されています。この設計では、4 マルチプレクス モードで使用されていない 8 セグメントラインを、ポート マッピング機能に使用します。このリファレンス デザインでは、ACLK/64 (512Hz) に設定されたリフレッシュレート用に LCD が構成されています。図 2-12 に示されているように、コントラスト制御のため、R23、R13、R03 のピンと GND の間に外部抵抗を追加します。

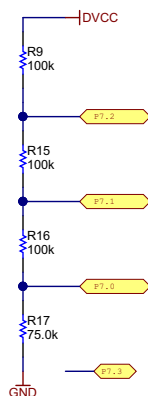


図 2-12. LCD 外部抵抗

2.3.2.3.1.6 ダイレクト メモリ アクセス (DMA)

DMA (ダイレクト メモリ アクセス) モジュールは、MSP432 CPU からの帯域幅要件を最小限に抑えながら、MSP432 マイコンと ADS131M04 デバイス間でパケットを転送します。ADS131M04 との通信には、2 つの DMA チャンネルが使用されます。一方のチャンネル (チャンネル 0) が ADS131M04 へのデータ送信に使用され、もう一方のチャンネル (チャンネル 1) が ADS131M04 からのデータ受信に使用されます。ADS131M04 から完全なパケットを受信すると、割り込みが生成され、CRC 検証やパケット アセンブリなど、必要な転送後の処理が完了します。MSP432 マイコンの DMA を使用して送受信されるパケットを、図 2-17 に示します。

2.3.2.3.1.7 ADC 設定

図 2-13 に、ADS131M04 の初期化に使用されるプロセスを示します。MSP432 マイコンがリセットされた後で ADS131M04 デバイスが最初にセットアップされるとき、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。

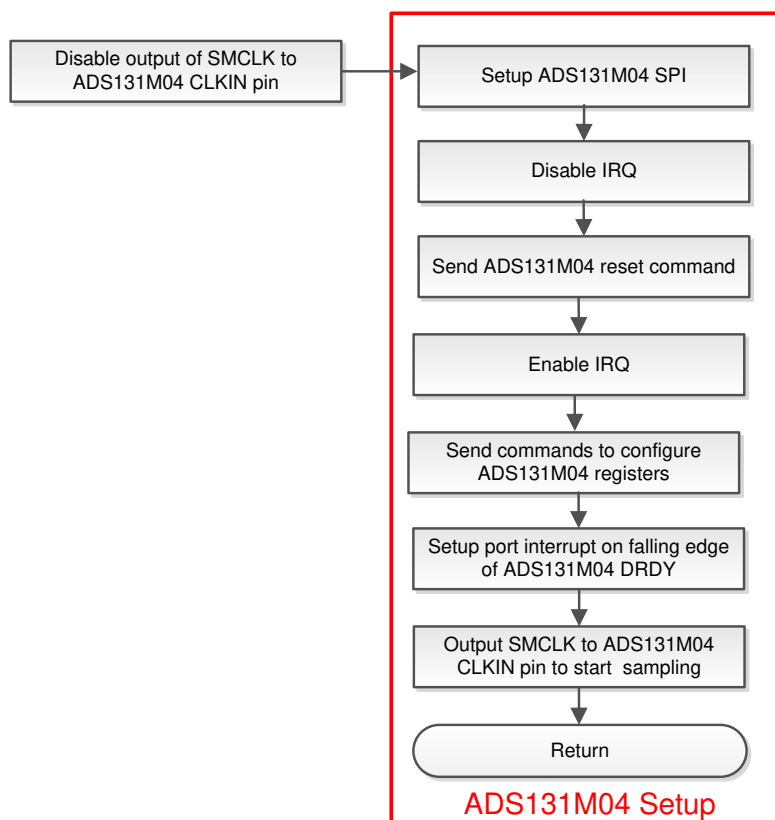


図 2-13. ADC の初期化と同期のプロセス

ADS131M04 デバイスをセットアップする前に、テスト コードは ADS131M04 変調器のクロックを無効化し、設定中に ADS131M04 が新しいサンプルを生成しないようにします。このコードは、ADS131M04 デバイスの CLKIN ピンに供給される MSP432 マイコンの SMCLK 出力を無効にすることで、変調器のクロックを無効化にします。MSP432 マイコンのリセット後に SMCLK のクロック出力は自動的に出力されないため、SMCLK 出力を無効にするには、MSP432 マイコンリセット イベントの後ではなく、キャリブレーションの後に行う必要があります。

SMCLK 出力が無効化された後、MSP432 マイコンの EUSCIB0 SPI モジュールは ADS131M04 デバイスとの通信用に構成されます。EUSCIB0 SPI モジュールは、3 線式モード (チップ セレクト信号は SPI モジュールのチップ セレクト機能を使用する代わりに、テスト ソフトウェア内で手動で High および Low に切り替えられます) を使用するマスタ デバイスとして特別に構成されており、8.192MHz の SMCLK クロックから生成される 8.192MHz の SPI クロックを備えています。SPI のセットアップ後、すべての割り込みが無効化され、リセット コマンドが MSP432 マイコンから SPI 経由で ADS131M04 に送信されます。その後で割り込みが再度有効化され、MSP432 マイコンは ADS131M04 にコマンドを送信してレジスタを構成します。

この時点では、変調クロックは **MSP432** マイコンによって出力されないことに注意してください。つまり、サンプリングがまだ開始されていないということです。**ADS131M04** レジスタを初期化するために **ADS131M04** にコマンドを送信することで、**ADS131M04** は以下のように構成されます。

- **MODE** レジスタの設定: 16 ビットの **CCITT CRC** を使用、**ADS131M04** パケットの各ワードは 24 ビット長、イネーブル中で最も遅延しているチャンネルで **DRDY** 信号をアサート、変換値が利用できないとき **DRDY** を High にアサート、変換値の準備ができたとき **DRDY** を Low にアサート
- **GAIN1** レジスタの設定: 電圧チャンネルと CT チャンネルに使用する **PGA** ゲインは 1。シャント チャンネルで **PGA** ゲインは 32 を使用 (200μΩ シャントと想定)
- **CFG** レジスタの設定: **CD** = 1 (電流検出モード イネーブル)、**CD_ALLCH** = 0 (有効化されているチャンネルが改ざん電流を検出した場合に基づいてマイコンをトリガ)、**CD_NUM** (電流検出スレッショルド数が検出をトリガするまでの時間) = 8、**CD_LEN** (変換期間の電流検出測定長) = 256
- **CHn_CNG** レジスタ設定 (*n* はチャンネル番号): チャンネル 0、1、2 入力を外部 **ADC** ピンに接続し、チャンネル 0、1、2 のチャンネル位相遅延を 0 に設定 (**ADS131M04** 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を使用することに注意)。チャンネル 3 の構成レジスタは未変更。この構成にはチャンネル 3 が使用されていないため、チャンネル 3 は未変更。
- **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
- **CD_THRSHLD** = 80000
- **CHn_OCAL** レジスタ設定 (*n* はチャンネル番号) = 測定されたチャンネル DC オフセット (電流チャンネルのみ)

レジスタを初期化する前に、各電流チャンネルの **ADC** オフセット (**ADC** 単位) の推定値は、**PC** の **GUI** を使用して決定されます。次に、電流チャンネルのオフセット キャリブレーション レジスタが対応するオフセットで更新され、両方の電流チャンネルから **ADC** オフセットの大部分が減算されます。このオフセット キャリブレーションは、ラインと中性線の **ADC** チャンネル間のマッチングを改善するために行われていますが、これらのチャンネルで使用されるゲインが異なるため、**ADC** オフセットは大幅に異なります。ラインと中性線の **ADC** チャンネル間のマッチングを改善することで、メータにほぼ同じ中性電流とライン電流が印加されたとき、ラインと中性線の電流チャンネルが電流検出モードでトリガされるようになります。電流検出モードをトリガするために必要なライン電流と中性電流の間でさらに正確なマッチングを行うため、2 つの電流チャンネルのゲイン レジスタも変更できますが、この設計では、**ADS131M04** デバイスのゲイン キャリブレーション レジスタを変更せずに十分な **ADC** マッチングが得られ、これらのレジスタは変更されていません。

この設計では、**CD_LEN** = 256 であるため、**ADC** サンプルの 4 商用電源サイクルにわたって電流検出を実行できます。**CD_LEN** 時間は、デバイスがスタンバイ モードに戻るまでの電流検出モードで費やされる最大時間を決定します。**CD_LEN** の値を減らすと、電流検出モードの時間が短縮され、AC 電源障害後に **ADS131M04** デバイスから引き込まれる平均消費電流が減少します。

ADS131M04 レジスタが正しく初期化された後、**MSP432** マイコンは **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、**ADS131M04** デバイスで新しいサンプルが利用可能なことを示しています。次に、**MSP432** マイコンは **SMCLK** クロックを **ADS131M04** に出力し、電圧と電流のサンプリングを開始します。

ADS131M04 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、**MSP432** マイコンの **SMCLK** 出力から出力されます。**ADS131M04** 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、**ADS131M04** 変調器のクロックを生成します。したがって、**ADS131M04** のサンプリング周波数は、以下のように定義されます。

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

ここで、

- f_s はサンプリング レートです
- f_M は変調器のクロック周波数です
- f_{CLKIN} は、**ADS131M04** 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、ADS131M04 の CLKIN ピンに供給される MSP432 マイコンの SMCLK 信号の周波数は 8.192MHz です。オーバーサンプリングレートは 512 に選択されます。その結果、ADS131M04 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 8000 サンプルに設定されます。

この設計では、以下の ADS131M04 チャンネル マッピングが使用されます。

- AIN0P および AIN0N ADS131M04 ADC チャンネル ピン → 電圧
- AIN1N および AIN1P ADS131M04 ADC チャンネル ピン → シャント電流 (これは 1 次側電流チャンネルであり、中性電流またはライン電流のいずれかを測定可能)
- AIN2P および AIN2N ADS131M04 ADC チャンネル ピン → CT 電流 (これは 2 次側電流チャンネルであり、ライン電流または中性電流のいずれかを測定可能)
- AIN3P および AIN3N ADS131M04 ADC チャンネルピン → 設計では未使用

2.3.2.3.2 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 **MSP432** のハードウェアとソフトウェア、および **ADS131M04** 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 2-14](#) に示します。

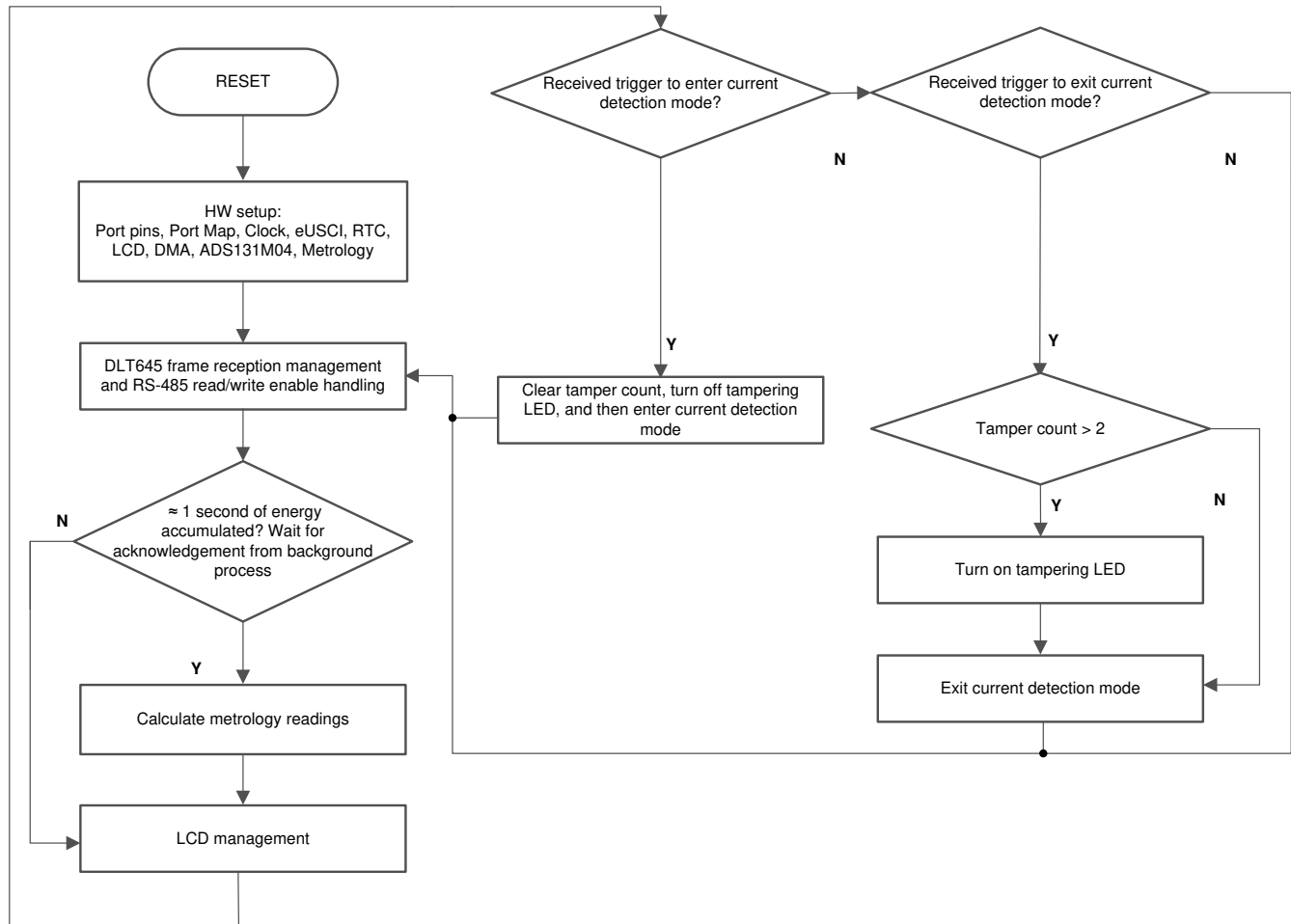


図 2-14. フォアグラウンド プロセス

初期化ルーチンには、**MSP432** 汎用入出力 (GPIO) ポートピンおよび関連するポート マッピング コントローラ、**MSP432** クロック システム、**UART** 機能のための **MSP432 USCI_A0**、クロック機能のための **MSP432 RTC** モジュール、**MSP432 LCD**、**MSP432 DMA**、**ADS131M04** レジスタ、および **MSP432** 計測関連変数の設定が含まれます。

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、**THVD1500** デバイスは、PC の GUI からパケットを受信して、応答を GUI に返信できるように、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有効化する必要があります。**MSP432** マイコンから 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 **MSP432** マイコン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、フォアグラウンド プロセスは、バックグラウンド プロセスが新しい計測パラメータを計算するようにフォアグラウンド プロセスに通知したかどうかを確認します。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 2.3.2.3.2.1](#) の式を使用してバックグラウンド プロセスで計算されたパラメータを使用して計算されます。

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 2.4.2.1.4.1](#) を参照してください。

フォアグラウンド プロセスでは、**MSP432** マイコンが **ADS131M04** デバイスをトリガして電流検出モードの開始または終了も行います。この設計では、**LED1** というラベルの **LED** が点灯し、**TPS7A78** デバイスから電源障害が表示されてからパワーグッド表示が行われるまでの間に改ざんが以前に検出されたことを示します。また、別の変数によって、同じ時間間隔中に **ADS131M04** デバイスが改ざんイベントを検出したことを **MSP432** に通知した回数が記録されます。

MSP432 が **TPS7A78** デバイスからの電源障害表示に基づいて電流検出モードに入るためのトリガを受信した場合、改ざん回数を示す変数はクリアされます。これにより、この変数は **MSP432** マイコンが最後にリセットされてからの改ざん検出回数ではなく、前回の電源障害発生以降に検出された改ざん回数のみがカウントされます。改ざん回数を示す変数をクリアした後、改ざん警告 **LED** が点灯している状態の場合はこれが消灯します。その後、電流検出モードに移行します。

MSP432 が **TPS7A78** デバイスからのパワーグッド表示に基づいて電流検出モードを終了するトリガを受信した場合、改ざんカウント変数がチェックされ、**ADS131M04** デバイスによって検出された改ざんイベントが 2 件以上発生しているかどうかを確認されます。**ADS131M04** によって 2 件以上の不正操作イベントが検出された場合、不正操作が検出されたことを示すために、不正操作警告 **LED** が点灯します。**ADS131M04** によって 2 件以上の改ざんイベントが検出された場合にのみ改ざんイベントの発生と見なされるように設定されているのは、システムが以下の 2 つのシナリオで改ざんを誤って示すことを防ぐためです。(1) 電源が最初に遮断された際、電源障害イベントがすでに検出されているにもかかわらず、電流が電流検出モードのスレッシュホールドを下回っていない場合、電流検出モードがトリガされる状況。(2) メータに電力が供給され、検出された電流が電流検出モードのスレッシュホールドを超えているにもかかわらず、システムが電流検出モードを終了するのに十分な時間がなかった場合にこれが不正操作イベントとみなされる状況。

改ざん回数を示す変数が 2 より大きいかどうかを確認し、もし大きければ改ざん警告 **LED** を点灯させた後、電流検出モードを終了します。その後、コードは **PC** の **GUI** からの新しいメッセージがないかどうかを再度チェックすることで、フォアグラウンド ループの最初に戻ります。

2.3.2.3.2.1 数式

このセクションでは、電圧、電流、電力、エネルギーの計算に使用する式について簡単に説明します。以前に説明したように、電圧と電流のサンプルはサンプリング レート 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、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。

$$V_{RMS,ph} = K_{v,ph} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} V_{ph}(n) \times V_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - V_{offset,ph}^2}$$

$$I_{RMS,ph} = K_{i,ph} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\text{Sample Count}} i_{ph}(n) \times i_{ph}(n)}{\text{Sample Count}} - i_{offset,ph}^2} \quad (8)$$

ここで、

- $V_{ph}(n)$ = サンプル時 n における電圧サンプル
- $V_{offset,ph}$ = 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
- $i_{offset,ph}$ = 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。

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

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

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

ここで、

- $V_{90}(n)$ = サンプル時「n」が 90°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
- $P_{ACT_offset,ph}$ = 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
- $P_{REACT_offset,ph}$ = 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、式 12 でエネルギーを計算します。

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

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 ≥ 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. 無効クワッド I 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、誘導性負荷)
4. 無効クワッド II 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、容量性ジェネレータ)
5. 無効クワッド 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. 無効クワッド IV 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、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 ≥ 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 13 で Hz に変換します。

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

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 14 で計算されます。

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

2.3.2.3.3 バックグラウンド プロセス

図 2-15 に、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示します。オリーブグリーン色の項目は、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。

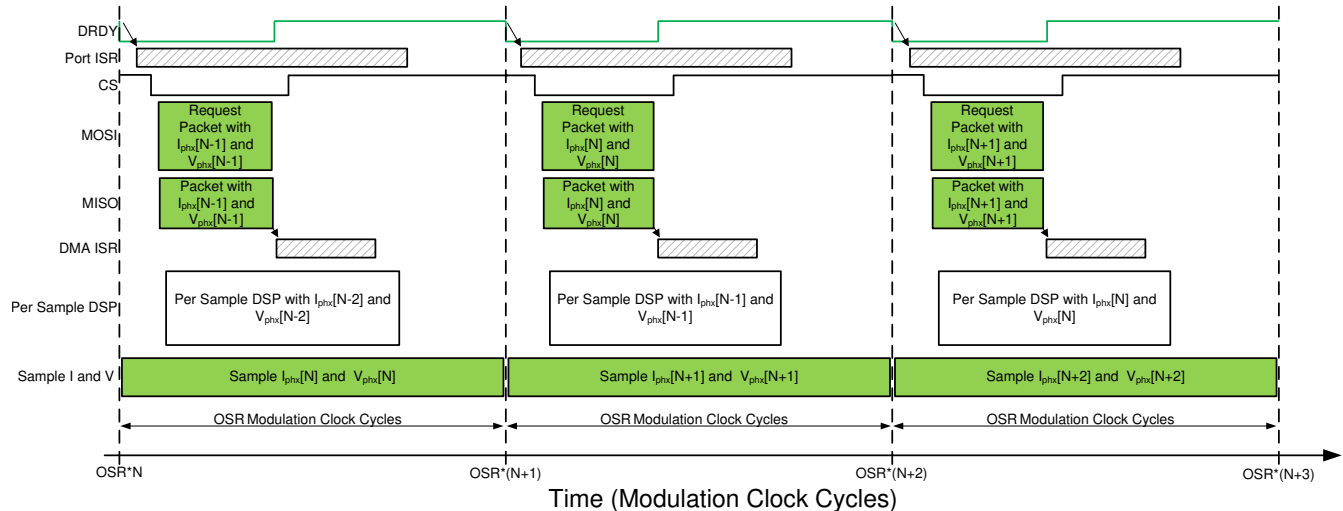


図 2-15. 電圧と電流のサンプリング イベント

図 2-15 に示されているプロセスを実行するため、この設計では新しい電流サンプルは、OSR ごとに、または 512 変調クロックサイクルごとに準備されます。ADS131M04 デバイスから取得された最新の電流 (シャントおよび CT チャネルの両方) と電圧のサンプルが、 $N^{\text{th}} - 1$ 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、ADS131M04 によって $\overline{\text{DRDY}}$ ピンが Low にアサートされます。ADS131M04 デバイスの $\overline{\text{DRDY}}$ ピンの立ち下がりエッジにより、MSP432 マイコンの GPIO ポートに割り込みが発生し、MSP432 マイコンのポート ISR がトリガされます。バックグラウンド プロセスはポート ISR 内で実行されます。バックグラウンド プロセスを図 2-16 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。

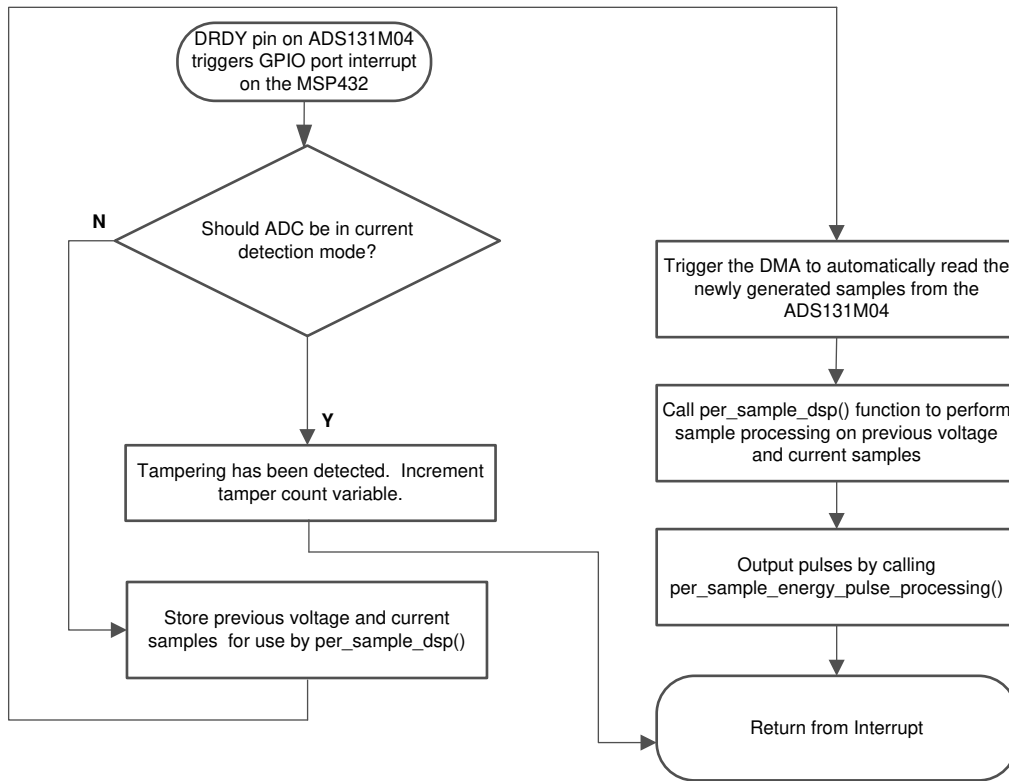


図 2-16. バックグラウンド プロセス

バックグラウンド プロセスは、ADS131M04 デバイスの $\overline{\text{DRDY}}$ ピンのアサートによるポート割り込みが発生するたびに発生します。バックグラウンド プロセスでデバイスが電流検出モードにある場合、 $\overline{\text{DRDY}}$ ピンがアサートされる唯一の方法は、ADS131M04 デバイスが改ざんを検出してメータから中性接続が切り離される可能性があることです。このためにポート ISR がトリガされた場合、この潜在的な改ざんイベントは、改ざんカウント変数をインクリメントすることでログに記録されます。

ADS131M04 デバイスが電流検出モードでない場合、 $\overline{\text{DRDY}}$ ピンのアサートとその後のポート ISR のトリガは、ADS131M04 からの新しいサンプルが存在するためです。この場合、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 ($I_{\text{phx}}[N - 2]$) はバッファに保存され、その後、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する役割を担う `per_sample_dsp` 関数によって読み取られます。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、ADS131M04 との通信が有効化されます。次に DMA が、ADS131M04 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、ADS131M04 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、ソフトウェアで実行されるのではなく、DMA モジュールによって自動的に行われます。

図 2-17 に、MSP432 マイコンの 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 ADS131M04 デバイスからの応答パケットを示します。送信および受信パケットには 6 ワードが含まれ、各ワードは 3 バイト長です。

MSP432 Transmit Packet (MOSI)	Command[N+1] / Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)	Dummy Write (3 bytes = 0x000000)
MSP432 Receive Packet (MISO)	Response to Command[N]/Not used in design (3 bytes)	ADS131M04 Ch 0 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 1 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 2 Sample (3 bytes, MSB sent first)	ADS131M04 Ch 3 Sample/Not used in design (3 bytes)	ADS131M04 Packet CRC (3 bytes, MSB sent first)

図 2-17. ADS131M04 ADC のサンプル リクエスト パケット

ADS131M04 デバイスから ADC データを要求するとき、ADS131M04 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、ADS131M04 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、ADS131M04 に NULL コマンドが送信され、デバイスの状態を変更せずに ADS131M04 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 0x000000 です。MSP432 マイコンがコマンド ワードをシフトアウトすると同時に、MSP432 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、ADS131M04 から受信された最初のワードは無視されます。

コマンド ワードを書き込んだ後、読み取る各バイトごとにダミーの書き込みを行う必要があります。ADS131M04 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、EUSCIB0 の 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、MSP432 マイコンは ADS131M04 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 9 のダミー バイトを書き込むと、それぞれチャンネル 1、チャンネル 2、チャンネル 3 の ADC データが取得されます。チャンネル 3 は何も測定に使用されないため、チャンネル 3 ワードは無視されます。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、ADS131M04 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 2-17 は、DMA が $I_{\text{phx}}[N - 1]$ パケットの全体を受信するたびに、ISR 内では、5 つのコマンドおよび ADC ワード（合計 15 バイト）にわたって CRC が計算されます。この CRC 計算では、MSP432 マイコンの CRC モジュールを使用します。CRC モジュールは偶数のバイトで動作しますが、合計 15 バイトが使用可能なため、CRC モジュールは最初の 14 バイトに対して使用されます。最後の CRC は、CRC モジュールの結果と 15 バイト目からソフトウェアで計算されます。この設計ではワード サイズに 3 バイトが選択されているため、最後のバイトのソフトウェア CRC 計算のみが必要であることに注意してください。ワード サイズの代わりに 2 バイトまたは 4 バイトを選択した場合、偶数のバイト数が存在するため、ソフトウェア CRC 計算は必要ありません。図 2-18 に、MSP432 CRC モジュールとソフトウェアを使用して 15 バイトを超える CRC を計算するコード スニペットを示します。

```

CRC32->IHIRE516 = 0xFFFF; // Init CRC16 HW module
for(i=0; i<CRC_BYTE_START/2; i++) //This for loop uses the MSP432's CRC module for calculating CRC for first 14 bytes of packet
{
    CRC32->DIRB16 = (((uint16_t) packet[i<<1])<<8) | packet[(i<<1) +1];
    _no_operation();
}
CRC16_Result = (unsigned char) (CRC32->IHIRE516 >> 8) | (CRC32->IHIRE516 << 8); //Stores CRC result for first 14 bytes from CRC module
CRC16_Result ^= packet[CRC_BYTE_START-1]; //packet[CRC_BYTE_START-1] is the last (15th byte) not used by the CRC module's calculation
CRC16_Result ^= (unsigned char) (CRC16_Result & 0xFF) >> 4;
CRC16_Result ^= (CRC16_Result << 8) << 4;
CRC16_Result ^= ((CRC16_Result & 0xFF) << 4) << 1; //The final CRC result over 15 bytes is now stored in CRC16_Result after this line executes.

```

図 2-18. 奇数バイトに対して CRC を計算するために、MSP432 マイコンの CRC モジュールを使用するコード スニペット

パケット全体で計算された CRC は、ADS131M04 デバイス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、ADS131M04 パケットのバイト 16 および 17 から解析されます (CRC ワードの一部であるバイト 18 はゼロパディングされているため、解析に使用されません)。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、これが使用されます。DMA 割り込みが終了する前に、チップ セレクト ラインは再び High になり、ADS131M04 から次の電流サンプルが準備される前に、ADS131M04 との通信が適切にリセットされるようにします。

DMA を使用して ADS131M04 デバイスから最新の電流サンプルを受信するのと並行して、ADS131M04 は次の電圧サンプル ($V_{\text{phx}}[N]$) と電流サンプル ($I_{\text{phx}}[N]$) をサンプリングしており、テスト ソフトウェアは、ADS131M04 から取得した直前の電圧サンプル ($V_{\text{phx}}[N - 2]$) 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。

2.3.2.3.3.1 `per_sample_dsp()`

図 2-19 に、`per_sample_dsp()` 関数のフローチャートを示します。`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。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。

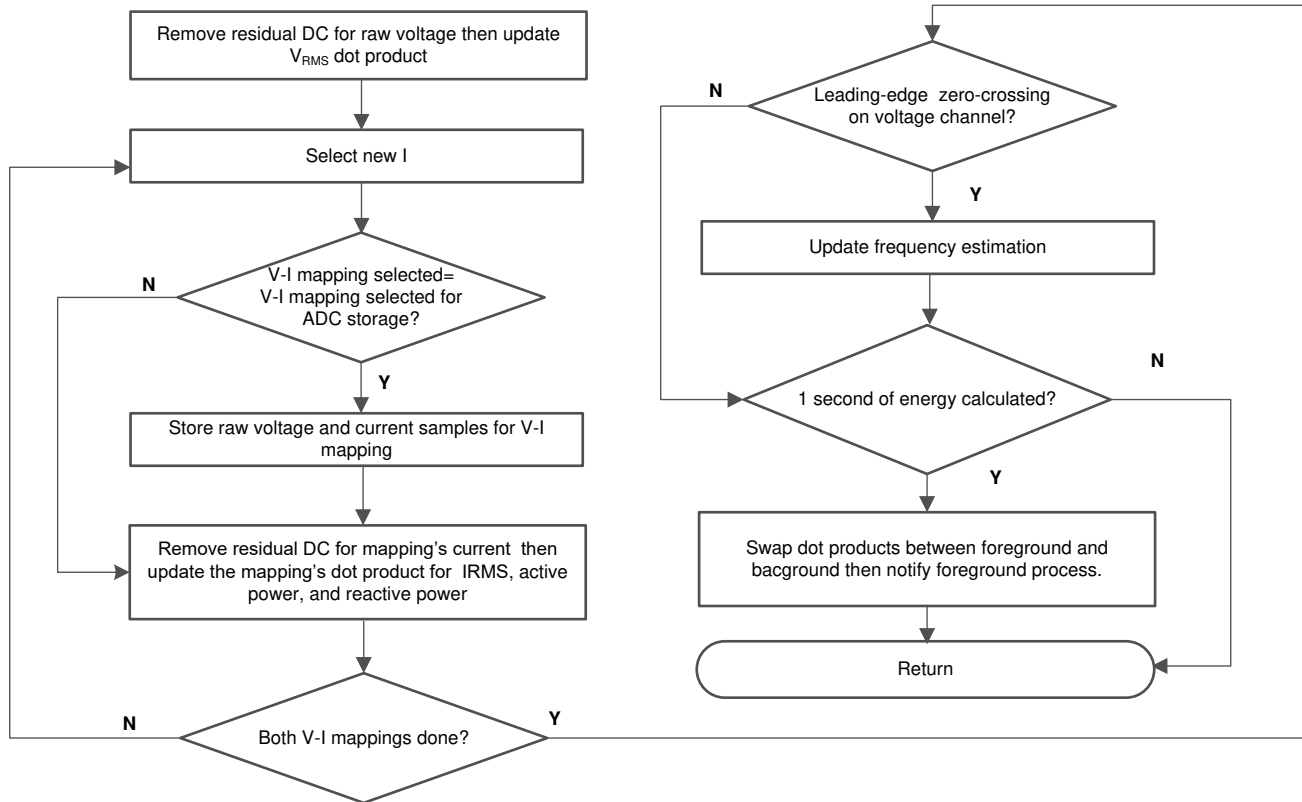


図 2-19. `per_sample_dsp` 関数

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 エッジのゼロ交差 (- 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みさまざまな要素について説明します。

2.3.2.3.3.1.1 電圧と電流の信号

この設計のテストソフトウェアは、生の電圧、およびシャント ADC 値または電流 ADC 値のいずれかを保存する機能を備えています。

未加工の ADS131M04 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 乗の累算値は、 V_{RMS} および I_{RMS} の計算に使用されます (なお、電流と電力の計算はラインと中性電流の両方に対して行われるため、CT 電流とシャント電流にはそれぞれ別のドット積変数が使用されることに注意してください。)
- 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° 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。

2.3.2.3.3.1.2 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 2-20](#) に示します。

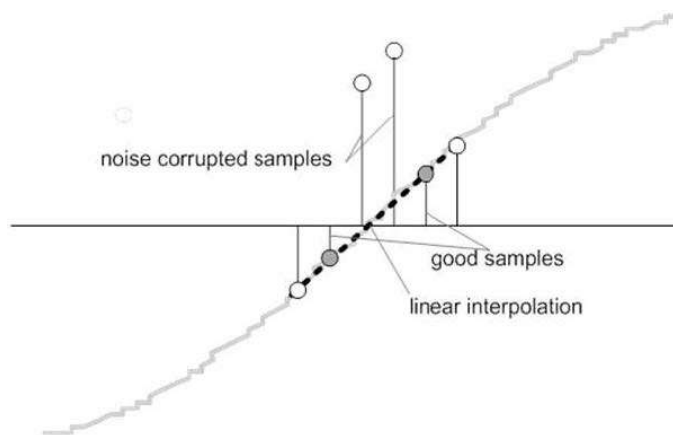


図 2-20. 周波数の測定

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。

2.3.2.3.3.2 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 (MSP432 MCU) は、消費されるエネルギーに比例するパルスを生成します。こ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。 \overline{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、スレッシュホルドの上に新しいエネルギー値が加算されます。平均電力は安定した値になる傾向があるため、この方法でエネルギー パルスを生成すると非常に安定し、ジッタは発生しません。

このスレッシュホルドは、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、「Act」というラベルの付いた LED は、2 相合計の有効エネルギー消費量に対応しています。「React」は、2 相で累算された無効エネルギーの合計に対応します。

図 2-21 に、パルス生成のフロー図を示します。

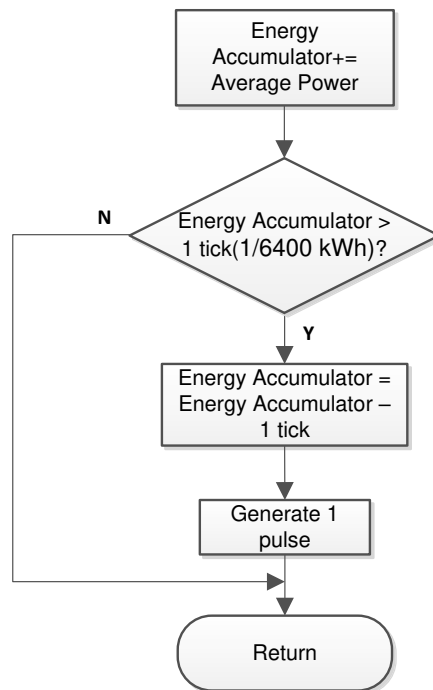


図 2-21. エネルギー表示用のパルス生成

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

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

2.3.2.3.3.3 位相補償

電流トランス (CT) をセンサとして使用すると、それ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、ADS131M04 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。

2.4 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

2.4.1 必要なハードウェアとソフトウェア

2.4.1.1 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、ライン電圧は基板に供給されるため、特にシステムがラインを基準としている場合は、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。

2.4.1.2 ハードウェア

以下のリファレンス デザイン図は、ハードウェアの構成を最もよく表しています。図 2-22 はエネルギー計測システムの上
面図、図 2-23 はリファレンス デザインの各部品が PCB の上層に配置された位置を示した図、図 2-24 はリファレンス デ
ザインの各部品が PCB の下層に配置された位置を示した図です。

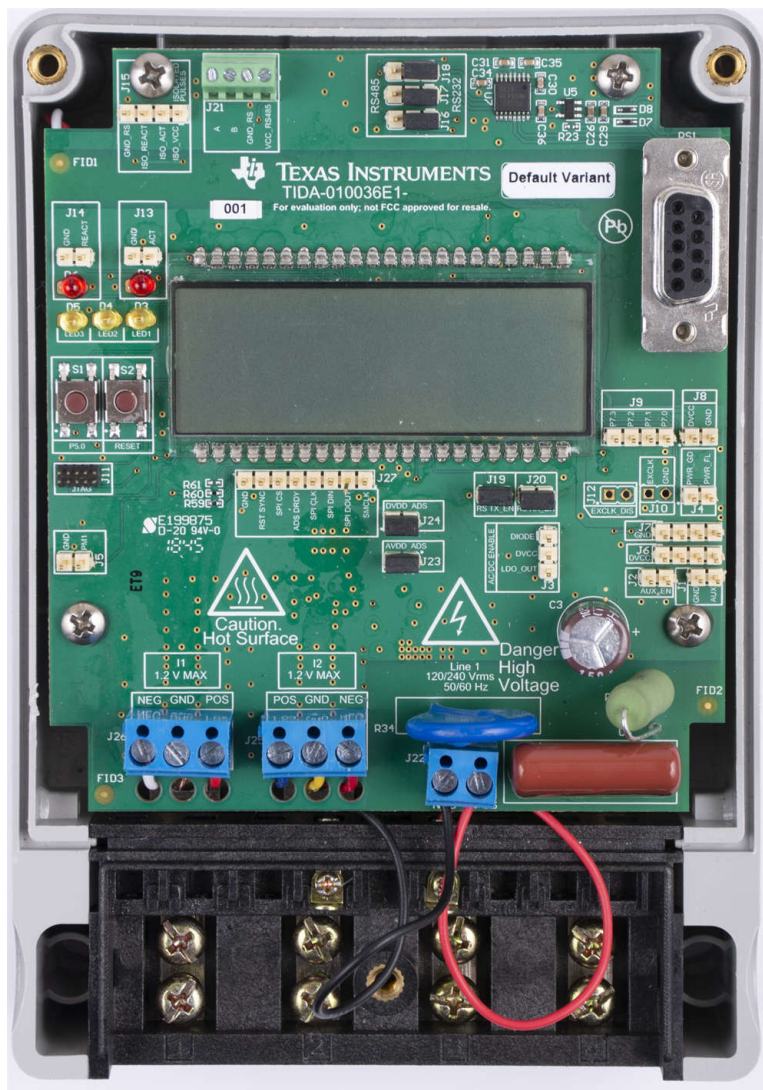


図 2-22. TIDA-010036 設計の上面図

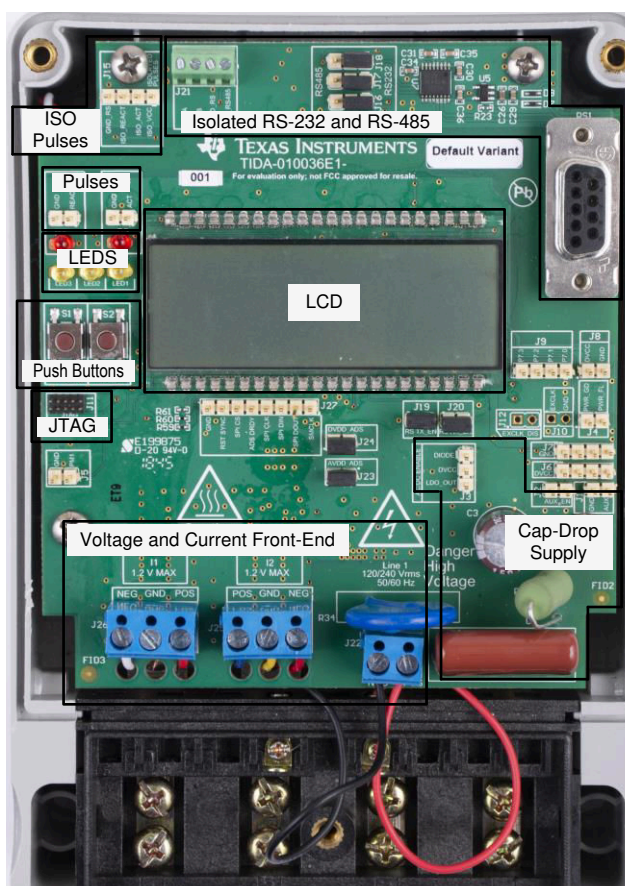


図 2-23. 主要な部品が配置された TIDA-010036 PCB の最上層

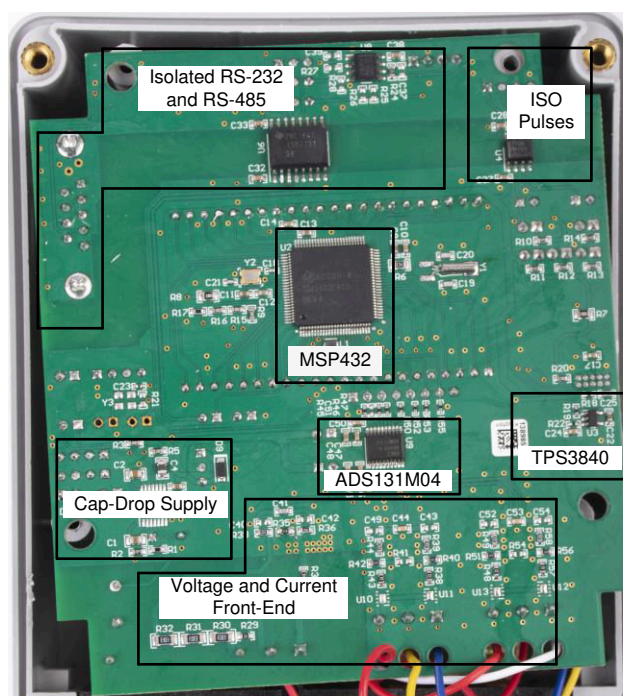


図 2-24. 主要な部品が配置された TIDA-010036 PCB の下層

2.4.1.2.1 テスト構成への接続

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「J22」は、ラインと中性線の電圧接続に対応する 2 ポジション端子ブロックです。中性線を基準としてシャントとシステム グランドを参照する場合、左側の端子ブロックの位置（「NEG」というラベル）を中性線に接続し、右側の端子ブロックの位置（「POS」というラベル）をラインに接続します。ラインを基準としてシャントとシステム グランドを参照する場合、左側の端子ブロックの位置（NEG）をラインに接続し、右側の端子ブロックの位置（「POS」というラベル）を中性線に接続します。システムがラインを基準としている場合、電圧と電流の位相シフトが電力関連の計測読み取り値に適切に反映されるように、ADS131M04 から取得されたすべての電圧サンプルに -1 をソフトウェアで乗算する必要があります。ご注意ください。
- 端子ブロック「J25」はシャントの出力端子に接続します。この端子ブロックは、「POS」、「GND」、「NEG」とラベル付けされた位置の 3 ポジション端子ブロックです。この設計で使用されるゲイン 32 の場合、この端子ブロックの「POS」と「NEG」端子の間の差動電圧は $\pm 37.5\text{mV}$ 未満にする必要があります。このチャンネルの回路には、J26 電流回路に存在するような負荷抵抗が存在しないため、ここで CT を接続しないでください。図 2-25 に、シャント端子と J25 の位置のマッピングを示します。J25 の POS および NEG 位置に供給されるシャントからの差動電圧出力は、 $\pm 37.5\text{mV}$ を超えないようにする必要があります。
- 端子ブロック「J26」は、CT 後の電流入力に対応しています。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 の正端子を右端の端子ブロック位置（「POS」というラベル）に接続します。CT の負端子を左端の端子ブロック位置（「NEG」というラベル）に接続します。CT の入力に印加される電流は、それが 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。

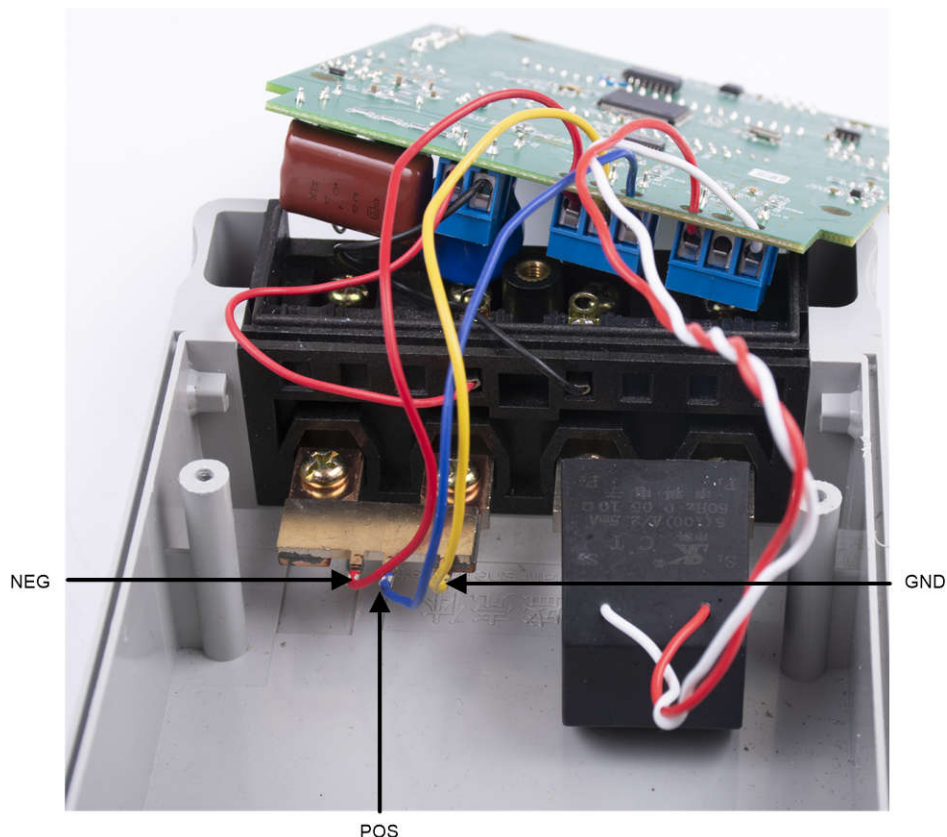


図 2-25. シャント端子と J25 端子ブロック位置間のマッピング

図 2-26 に、リファレンス デザインが正常に機能するために必要な各種テスト設定の接続を示します。シャントとシステムが中性線を基準としている場合、 V^+ はライン接続に対応し、 V^- は中性接続に対応します。シャントとシステムがラインを基準としている場合、 V^+ は中性接続に対応し、 V^- はライン接続に対応します。

I_{shunt+} および I_{shunt-} は設計のシャントへの電流入力に対応し、 I_{CT+} および I_{CT-} は設計の電流トランスへの電流入力に対応します。

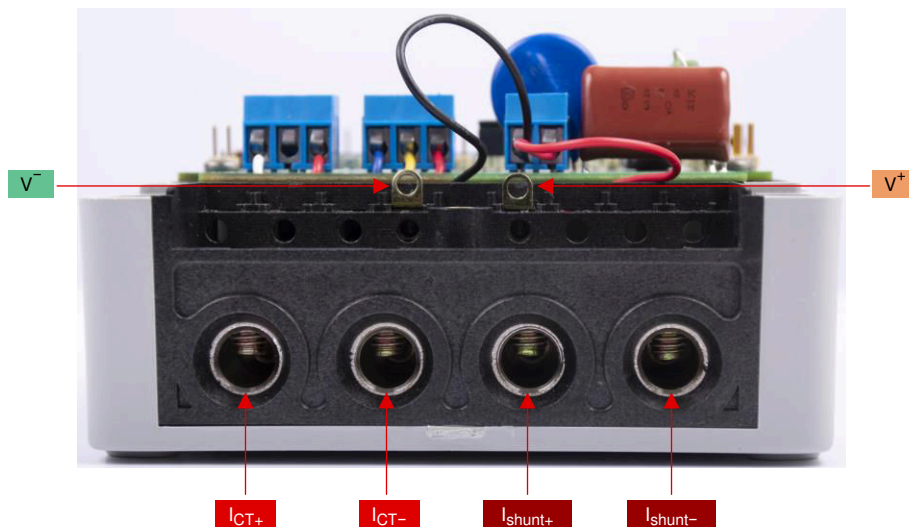


図 2-26. テスト設定接続でのリファレンス デザインのビュー

2.4.1.2.2 電源オプションとジャンパ設定

この設計の MSP432 マイコンと ADS131M04 デバイスの部分は、単一の電圧レール (DVCC) から電力を供給されます。この電力は、2 つの潜在的な方法から派生できます。1 つ目の方法では、この設計で TPS7A78 ベースのキャップドロップ電源を使用して、AC 商用電源から DVCC に電力を供給することができます。

TPS7A78 デバイスの出力は、J3 ヘッダーの DVCC ピンと LDO_OUT ピンの間にジャンパを配置することで、DVCC に直接接続できます。AC 電源に障害が発生した場合に、ヘッダー J1 に補助電源 (バッテリーなど) が接続されている場合、TPS7A78 デバイスはダイオードを介して間接的に DVCC に接続します。J3 ヘッダーの DVCC と DIODE オプションの間にジャンパを配置し、J2 ヘッダーにジャンパを配置することで、この接続を行います。

ダイオードは TPS7A78 電源の論理和 (OR 演算) をとっており、補助電源を J1 に接続します。商用電源が利用可能なときに TPS7A78 電源からシステムに電力を供給するために、TPS7A78 の出力電圧 (この設計では 3.3V) は、J1 に接続された補助電源からの出力電圧を上回る必要があります。TPS7A78 からの出力電圧が補助電源の出力電圧よりも高くない場合、商用電源が利用可能な場合でも、この設計では補助電源から電力が供給されます。また、ダイオード経由で DVCC に電力を供給すると、ダイオードの両端での電圧降下により、ダイオードを使用しない場合よりも出力電圧が低くなることにも注意してください。このため、補助電源が不要な場合は、TPS7A78 をダイオードを介して DVCC に接続する代わりに、TPS7A78 を直接 DVCC に接続することを推奨します。

DVCC の電力を得る 2 つ目の方法では、DVCC ヘッダー J6 および GND に 3.3V 外部電源を接続し、外部電源から DVCC に電力を供給できます。DVCC を直接駆動する方法をサポートするため、ジャンパ ヘッダー J3 にジャンパを配置しないでください。

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 2-2 に示します。

注

「主な機能」の列に (警告) と記載されてい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、そこで測定機器を使用しないでください。(特に、システムがライン電圧を基準としている場合)。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。

表 2-2. 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	2 ピン ヘッダー	補助電源入力 (警告)	ここと GND の間に 3.2V を印加して、TPS7A78 が設計に電力を供給できない場合に、この設計に電力を供給できる補助電源を作成します。これは、入力側で AC 電源障害が発生したために設計に電力を供給できない場合に使用できます。	J2 にジャンパを配置し、J3 ヘッダーの DVCC と DIODE オプションの間に別のジャンパを接続します。このジャンパは、ここに印加される電圧をバックアップ電源として使用できるようにします。さらに、このヘッダーで印加される電圧は、TPS7A78 の出力電圧よりも低くする必要があります。
J2	2 ピンのジャンパ ヘッダー	補助電源入力イネーブル (警告)	このヘッダーにジャンパを配置して、ヘッダー J1 の補助電源を DVCC に接続します。	ここにあるジャンパは、ヘッダー J1 の補助電源をダイオード経由で DVCC に接続します。ここに印加される電圧をバックアップ電源として使用できるようにするには、TPS7A78 と補助電源を合わせて論理和 (OR 演算) をとるために、J3 ヘッダーの DVCC と DIODE オプションの間にジャンパを取り付ける必要があります。ダイオードの両端での電圧降下により、DVCC に接続される出力電圧は、このヘッダーに印加される電圧よりも小さいことに注意してください。
J3	3 ピンのジャンパ ヘッダー	TPS7A78 DVCC 接続 (警告)	このヘッダーの LDO_OUT ピンをプローブして、TPS7A78 から生成される出力電圧を表示できます。ここにジャンパを配置して、TPS7A78 を DVCC 経由で直接接続するか、ダイオードを介して間接的に DVCC に接続できます。	TPS7A78 への AC 商用電源入力に失敗したときに、ヘッダー J1 の補助電源をバックアップ電源として使用する場合は、このヘッダーの DVCC と DIODE オプションの間にジャンパを配置します。さらに、J2 にジャンパを配置します。これら 2 つのジャンパを配置することで、TPS7A78 デバイスと補助電源を合わせて論理和 (OR 演算) をとります。ダイオードの両端での電圧降下により、DVCC に接続される出力電圧は、TPS7A78 の出力電圧よりも小さいことに注意してください。TPS7A78 を使用する代わりに、外部電源を DVCC に接続する場合、ここにジャンパを配置しないでください。
J4	2 ピン ヘッダー	TPS7A78 の PG および PF ピンに 接続されたヘッダー (警告)	このヘッダーのピン 2 でプローブして、TPS7A78 デバイスの入力で AC 電源障害が検出されたかどうかを判定します。ピン 1 でプローブして、TPS7A78 の出力電圧が、設定された 3.3V LDO 出力電圧の 90% を超えて上昇したかどうかを判定します。	この設計では、PF ピンを使用して、ADS131M04 デバイスをトリガし、電流検出モードに移行します。この設計では、PG ピンを使用して、ADS131M04 をトリガし、電流検出モードを終了します。

表 2-2. 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
J5	2 ピン ヘッダー	PM1 ヘッダー (警告)	P2.7 GPIO ピンと GND。	このヘッダーには GND と PM1。PM1 は MSP432 マイコンの P2.7 GPIO ピンとなります。P2.7 GPIO ピンは異なる機能にポートをマッピングできるため、このヘッダーを使用して複数の項目をデバッグできます。
J6	4 ピン ヘッダー	DVCC 電圧ヘッダー (警告)	ここで DVCC 電圧をプローブします。DVCC 経由で基板に直接電力を供給する場合は、ベンチまたは外部電源の正端子を接続します。	こと J7 の間をプローブして、基板の電力供給に使用する出力電圧を測定します。DVCC に直接電源を供給する場合 (ヘッダー J3 からジャンパを取り外します)、こと J7 の間に 3.3V を印加する必要があります。
J7	4 ピン ヘッダー	グラウンド電圧ヘッダー (警告)	ここで GND 電圧をプローブします。DVCC 経由で基板に直接電力を供給する場合は、ベンチまたは外部電源の負端子を接続します。	J6 とこの間をプローブして、基板の電力供給に使用する出力電圧を測定します。DVCC に直接電源を供給する場合 (ヘッダー J3 からジャンパを取り外します)、J6 とこの間に 3.3V を印加する必要があります。
J8	2 ピン ヘッダー	追加の DVCC および GND 接続 (警告)	DVCC とグラウンドを含むヘッダー。	DVCC ピンの詳細については、J6 の説明を参照してください。グラウンドピンの詳細については、J7 の説明を参照してください。
J9	4 ピン ヘッダー	MSP432 P7.0、7.1、P7.2、P7.3 ピンを含むヘッダー (警告)	ここで、P7.0、P7.1、P7.2、P7.3 GPIO ピンをプローブします。	P7.0、P7.1、P7.2 ピンは、LCD のコントラストを調整するために使用されます。この設計では P7.3 は使用しません。これらのピンはすべて、ポートマッピングが可能です。LCD が不要な場合は、ソフトウェアで LCD を無効にし、R9、R15、R16、および R17 を削除します。そうすれば、P7.0、P7.1、P7.2 を他の目的でポートマッピングできるようになります。
J11	10 ピン、2 行のコネクタ	JTAG:MSP432 プログラミングヘッダー (警告)	MSP432 マイコンをプログラムするには、MSP-FET-432ADPTR アダプタをこのコネクタに接続します。	MSP-FET-432ADPTR を使用すると、MSP-FET ツールで MSP432 デバイスをプログラムできます。MSP-FET-432ADPTR アダプタの 1 つのコネクタを FET ツールに接続し、もう 1 つのコネクタを MSP432 マイコンの JTAG コネクタに接続します。MSP432 マイコンをプログラミングするには、MSP432 に外部から電源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 FET ツール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。
J13	2 ピン ヘッダー	有効エネルギー パルス (警告)	ここでシャントの有効電力の測定値に基づいて有効エネルギーパルスをプローブします。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 (特にシステムがラインを基準としている場合)。有効電力パルスをテストする必要がある場合は、絶縁されている J15 の「ISO_ACT」ピンを使用してください。
J14	2 ピン ヘッダー	無効エネルギー パルス (警告)	ここでシャントの有効電力の測定値に基づいて有効エネルギーパルスをプローブします。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 (特にシステムがラインを基準としている場合)。無効電力パルスをテストする必要がある場合は、絶縁されている J15 の「ISO_REACT」ピンを使用してください。
J15	4 ピン ヘッダー	絶縁型パルスヘッダー	ここで、絶縁型の有効エネルギーパルスと絶縁型の無効エネルギーパルスをプローブします。パルスにはこのヘッダーを使用することを推奨します。特に、システムがラインを基準にしている場合はなおさらです。	このヘッダーには ISO_GND、ISO_REACT、ISO_ACT、ISO_VCC。ISO_GND は、エネルギーパルスの絶縁グラウンドです。ISO_VCC は、絶縁型の有効および無効エネルギーパルスの VCC 接続です。ISO_ACT は、絶縁型の有効エネルギーパルスが出力される場所です。ISO_REACT は、絶縁型の有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。しかし、このヘッダーで有効エネルギーパルスと無効エネルギーパルスを生成するには、ISO_GND と ISO_VCC の間に 3.3V または 5V の電圧を印加する必要があります。生成されたパルスは、ISO_GND と ISO_VCC の間に印加された電圧と等しいロジック High 電圧を持ちます。
J16	3 ピンのジャンパヘッダー	RS-232 または RS-485 の選択 - 電源	これら 2 つの通信オプションのどちらが必要かに応じて、RS-232 または RS-485 のいずれかの位置にジャンパを取り付けます。	このヘッダー (J17 および J18) の RS-232 位置にジャンパピンを配置して、RS-232 通信を選択します。このヘッダー (J17 および J18) の RS-485 位置にジャンパピンを配置して、RS-485 通信を選択します。
J17	3 ピンのジャンパヘッダー	RS-232 または RS-485 の選択 - TX	これら 2 つの通信オプションのどちらが必要かに応じて、RS-232 または RS-485 のいずれかの位置にジャンパを取り付けます。	このヘッダー (J16 および J18) の RS-232 位置にジャンパピンを配置して、RS-232 通信を選択します。このヘッダー (J16 および J18) の RS-485 位置にジャンパピンを配置して、RS-485 通信を選択します。
J18	3 ピンのジャンパヘッダー	RS-232 または RS-485 の選択 - RX	これら 2 つの通信オプションのどちらが必要かに応じて、RS-232 または RS-485 のいずれかの位置にジャンパを取り付けます。	このヘッダー (J16 および J17) の RS-232 位置にジャンパピンを配置して、RS-232 通信を選択します。このヘッダー (J16 および J17) の RS-485 位置にジャンパピンを配置して、RS-485 通信を選択します。
J19	2 ピンのジャンパヘッダー	TX_EN:RS-232 または RS-485 送信イネーブル (警告)	ここにジャンパを配置して、RS-232 または RS-485 送信を有効化します。	
J20	2 ピンのジャンパヘッダー	RX_EN:RS-232 または RS-485 受信イネーブル (警告)	ここにジャンパを配置して、RS-232 または RS-485 を使用して文字の受信を有効化します。	
J21	4 ピンの端子ブロック	RS-485 接続	RS-485 の接続ポイント	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 1 に 5V を外部から供給する必要があります。このヘッダーのピン 2 は RS-485 のグラウンド、ピン 3 は B バスの I/O ライン、ピン 4 は A バスの I/O ラインです。

表 2-2. 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
J22	2 ピンの端子ブ ロック	商用電源電圧入力 (警告)	ラインおよび中性接続	この端子ブロックはラインと中性線に接続されています。シャントとシステム グランドが「中性線」を基準としている場合、左側の端子 ブロックの位置 (PCB では「NEG」というラベル) を「中性線」に接続します。また、右側の端子ブロックの位置 (PCB では「POS」とい うラベル) をラインに接続します。 が、シャントとシステム グランドが「ライン」を基準としている場合、左側の端子ブロックの位置 (PCB では「NEG」というラベル) を「ライ ン」に接続します。また、右側の端子ブロックの位置 (PCB では「POS」というラベル) を「中性線」に接続します。 システムが「ライン」を基準としている場合、電圧と電流の位相シフトが電力関連の計測読み取り値に適切に反映されるように、 ADS131M04 デバイスから取得されたすべての電圧サンプルに -1 をソフトウェアで乗算する必要があることに注意してください。ま た、商用電源電圧を測定できる機器を使用している場合のみ、ここでプローブします。
J23	2 ピンのジャンパ ヘッダー	ADS131M04 AVDD ジャンパ (警告)	ADS131M04 デバイスを適切に動作させるためには、このジャンパヘッダーに短絡 (電流計のジャンパを介して) が存在する必要があります。	このヘッダーと J24 を使用して、ADS131M04 デバイスの消費電流を測定できます。
J24	2 ピンのジャンパ ヘッダー	ADS131M04 DVCC ジャンパ (警告)	ADS131M04 デバイスを適切に動作させるためには、このジャンパヘッダーに短絡 (電流計のジャンパを介して) が存在する必要があります。	このヘッダーと J23 を使用して、ADS131M04 デバイスの消費電流を測定できます。
J25	3 ピンの端子ブ ロック	シャント接続 (警告)	シャント接続	この端子ブロックは、シャントの出力端子に接続されています。この端子ブロックは、「POS」、「GND」、「NEG」とラベル付けされた 位置の 3 ポジション端子ブロックです。この設計で使用するゲイン 32 の場合、この端子ブロックの「POS」と「NEG」端子の間の 差動電圧は $\pm 37.5\text{mV}$ 未満にする必要があります。このチャネルの回路には、J26 電流回路に存在するような負荷抵抗が存在しない ため、ここで CT を接続しないでください。
J26	3 ピンの端子ブ ロック	CT 接続 (警告)	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。CT の正端子を右端の端子ブロックの位置 (「POS」というラベル) に接続します。CT 負端子を左端の端子ブロックの位 置 (「NEG」というラベル) に接続します。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。
J27	8 ピン ヘッダー	ADS131M04 MSP432 通信ヘッ ダー (警告)	ここで、ADS131M04 デバイスのチップ セレクト、SPI 信号、 RST 信号、CLKIN 信号、DRDY 信号への接続を調べます。	ADS131M04 デバイスの SYNC/RESET ピンは、ADS131M04 デバイスのリセットに使用されます。ADS131M04 を初期化すると き、MSP432 マイコンはこのピンを駆動して ADS131M04 をリセットします。ADS131M04 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 MSP432 マイコンに通知するため使用されます。CLKIN ピンは、MSP432 マイコンの SMCLK クロ ック出力から ADS131M04 デバイスに供給されます。ADS131M04 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。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。 ● ピン 1: SMCLK (ADS131M04 CLKIN ピン) ● ピン 2: SPI DOUT (ADS131M04 DIN ピン / SIMO) ● ピン 3: SPI DIN (ADS131M04 DOUT ピン / SOMI) ● ピン 4: SPI CLK (ADS131M04 SCLK ピン) ● ピン 5: ADS DRDY (ADS131M04 DRDY ピン) ● ピン 6: SPI CS (ADS131M04 CS ピン) ● ピン 7: RST SYNC (ADS131M04 SYNC/RESET ピン) ● GND

2.4.1.3 ソフトウェア

この設計の評価に使用する MSP432 ソフトウェアは、テスト用ソフトウェアです。[セクション 2.3.2.3](#) 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に、テスト用ソフトウェアの機能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、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、その後、エネルギー測定ライブラリ ソフトウェアとしてさらに開発されています。

TI は、すべての新規設計には、[ADC エネルギー計測ライブラリ](#) ソフトウェア パッケージの使用を推奨します。このソフトウェアには、ADC と Arm® Cortex®-Mx マイクロプロセッサ (MCU) 間の通信を可能にするハードウェア抽象層、エネルギー測定向けの計測計算ライブラリ、電気メータのサンプル アプリケーションが付属しています。付属の多相電気メータ アプリケーションは、Arm Cortex-M4 MSP432P マイクロプロセッサ上で開発およびテストされていますが、ハードウェア抽象化レイヤを使用することで、他のマイクロプロセッサにも移植可能です。また、TIDA-010036 と TIDA-010037 の各リファレンス デザインを使用して測定パラメータを表示するための Windows® PC GUI も付属しています。

2.4.2 テストと結果

2.4.2.1 テスト設定

2.4.2.1.1 SVS およびキャップドロップ機能テスト

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ています。TPS3840 のテストでは、外部電源を DVCC に直接接続して基板に電源を供給しています (DVCC に適切に電源を供給するため、J2 にジャンパを接続しないでください)。そして、電源の出力電圧を 3.3V から 1.9V までゆっくりと変化させます。TPS3840 デバイスによって MSP432 マイコンがリセットされる際のスレッシュホールド電圧 (負の電圧しきい値と呼ばれます) を記録しています。負の電圧スレッシュホールドに達した後、電源出力電圧は 1.9V 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、負の電圧スレッシュホー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。

この設計では、TPS7A78 ベースのキャップドロップ電源を使用して、いくつかの機能テストも実施しています。最初のテストでは、TPS7A78 からの出力電圧を 75V ~ 270V の範囲で AC 商用電源入力を変化させて測定しています。このテストでは、J3 の LDO_OUT と DVCC 位置の間にジャンパを配置し、TPS7A78 を DVCC に直接接続しています。

さらに、50mA の負荷に電力を供給できることを検証する目的で電源をテストしています。このテストは、DVCC を TPS7A78 の出力に直接接続し、230V の AC 商用電源入力を使用して実施しています。通常動作時、この設計における消費電流は 14 ~ 18mA であり、これはキャップドロップが設計された際の最大出力電流をはるかに下回っています。設計で 50mA の消費電流を実現するために、基板上の 5 つの LED のうち 4 つを点灯させたところ、システム全体の消費電流は約 50mA になりました。キャップドロップ電源から約 50mA を消費するように基板を設定した状態で、TPS7A78 からの出力電圧を測定しています。

ヘッダー J1 に補助電源を接続して、TPS7A78 電源の論理和 (OR 演算) で発生する DVCC 電圧もテストしています。このテストは、J3 の DIODE と DVCC の位置の間にジャンパを配置して実施しています。電源の論理和 (OR 演算) に使用されるダイオード両端の電圧降下のため、測定された電圧は TPS7A78 からの出力電圧よりも低くなっています。このテストでは、230V の AC 商用電源入力を使用し、システムは 14 ~ 18mA の範囲から消費される通常の条件下で動作しています。

2.4.2.1.2 電気メータの計測精度のテスト

計測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、[セクション 2.4.1.2.1](#) に記載されている適切な位置でシステムへの電圧と電流を供給します。また、公称電圧 230V、キャリブレーション電流 10A、公称周波数 50Hz を使用しています。すべてのテストで、J3 の LDO_OUT と DVCC の位置の間にジャンパを配置することで、TPS7A78 ベースの電源を使って基板に直接電力を供給します。また、ほとんどのテストで、システムとシャントは中性線を基準としています。

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、[セクション 2.4.2.1.4.2.2](#) に説明されているように、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を行った後、有効エネルギー誤差テスト、無効エネルギー誤差テスト、電圧変動テスト、および周波数変動テストを実施しています。

無効エネルギー テストは、電流の読み取り値として $200\mu\Omega$ シャントを使用して実行しています。有効エネルギー テストは、電流の読み取り用に、基板上のシャントおよび CT チャネルの両方を使用して実行しています。有効エネルギー パルスに使用されるデフォルトのチャネルはシャント チャネルであるため、ソフトウェアを修正し、CT チャネルをパルス出力のデフォルト チャネルとして使用するように変更することで、CT チャネル使用時の有効エネルギー誤差をテストできるようにしています。シャント チャネルを使用して有効エネルギー テストを実施し、 $200\mu\Omega$ シャントと $100\mu\Omega$ シャントの両方をテストしています。

シャント チャネルでの有効エネルギー誤差および無効エネルギー誤差テストでは、シャントを使用して電流を測定するテストで、電流が 50mA から 90A に変化します。CT 有効エネルギーテストを実行するときは、逆に電流が 50mA から 100A に変化します。有効エネルギー誤差テストでは、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° 、 60° 、および -60° 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、 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。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、有効エネルギーの誤差ではなく無効エネルギーの誤差がプロットされます。

計測テストを行うときは、2 セットの電圧テストも実行し、どちらの電圧テストも $200\mu\Omega$ シャントを使用して実行しています。最初のテストでは、公称電圧 230V を $\pm 10\%$ の範囲で変化させ、さまざまな電流と力率で測定を行っています。次に、各テスト ポイントで結果として得られる有効エネルギーの誤差を記録しています。2 つ目のテストでは、力率でより広い電圧範囲にわたって電圧を変化させたときに、有効エネルギー誤差をプロットしています。具体的には、電圧を 75V から 270V まで変化させています。 270V を超える電圧のテストも可能ですが、この場合、 275V のバリスタを設計から取り外し、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。

もう 1 つのテスト セットは、周波数変動テストです。このテストは、 $200\mu\Omega$ シャントを使用して実行します。このテストでは、周波数が公称周波数 50Hz から $\pm 2\text{Hz}$ 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。

2.4.2.1.3 電流検出モード テスト

電流検出モードのテストでは、ラインと中性線チャネルのトリガ電流と、ADS131M04 デバイスの平均消費電流をテストしています。これらのテストは、セクション 2.3.2.3.1.7 に記載されているレジスタ設定を使用して実行しています。

トリガ電流テストを行う前に、ADS131M04 オフセット レジスタを使用して、シャントおよび CT 電流チャネルの平均 ADC オフセットを減算します。シャントと CT 電流チャネルには異なる PGA ゲイン設定 (CT の場合は PGA ゲイン = 1、シャントの場合は PGA ゲイン = 32) があるために、これが必要となります。これらの異なるゲインでは、チャネルで ADC オフセットに差が生じるため、2 つの電流チャネル間でより的確にマッチングするためにオフセット キャリブレーションを実行します。これは、1 つのスレッシュホールド値のみを使用して 2 つのチャネル間で一貫した結果を得るために必要です。テスト設定に基づいて、ADS131M04 は電流検出状態になります。デバイスを電流検出モードに移行した後、入力電流がシャントチャネルで 50mA から 10A (CT チャネルに電流がないとき) 変化し、ADS131M04 が MSP432 マイコンに改ざんの有無を通知する電流を確認します。この最初の電流がテスト結果に記録されます。CT チャネルでも同様のテストを行い、電流検出モードでトリガ電流を判定します。

この設計では、2 組の電流検出消費電流テストを実施しています。どちらのテストでも、ADS131M04 と基板の他の部分には、同じグランド接続を共有する 2 つの電源で個別に電力を供給します。ADS131M04 には、N6705 電力アナライザから 3.3V の電源を供給しました。このアナライザは、ADS131M04 の平均消費電流をプロットしたものです。基板の他の部分には、通常の電源から 3.3V の電力を供給しています。

最初のテストでは、ADS131M04 の消費電流を、電流検出モードにおいて、イネーブル チャネルのさまざまな組み合わせごとに測定しています。電流検出モードで使用するチャネル数は、このモードでのデバイスの消費電流に影響を及ぼします。さらに、2 つのチャネルで電流検出モードが有効になっている場合、有効なチャネルのペアも消費電流に影響を及ぼします。チャネル 0 と 1 の間と、チャネル 2 と 3 の間に共有回路があり、これらのペアの 2 つのチャネルのいずれかが有効の場合にオンになります。その結果、イネーブル チャネルが 2 つの場合で、チャネル 0 と 1 が有効の場合、またはチャネル 2 と 3 が有効の場合に、消費電流が最小限になることが予想されます。この設計では、チャネル 1 と 2 が電流検出に使用されるため、電流検出モードで有効になる可能性のあるチャネルはこの 2 つです。しかし、電流検出にチャネル 0 と 1 を使用し、電圧検出にチャネル 2 を使用するように設計を変更すれば、チャネル 3 と 4 の共有回路を電流検出モードでオフにできるため、消費電流が削減できることが期待できます。

第 2 の消費電流テストでは、10 秒ごと ($t_{CD_mode_period} = 10$) に 1 回、および 64 秒ごと ($t_{CD_mode_period} = 64$) に 1 回電流検出モードに移行したときに平均消費電流を測定しています。このテストでは、シャント (チャンネル 1) および CT (チャンネル 2) チャンネルで電流検出モードを有効にしています。このテストでは、ADS131M04 はスタンバイモードと電流検出モードを交互に切り替えます。スタンバイモードと電流検出モードの消費電流は大きく異なるため、N6705 電力アナライザの 2 つの異なる電流範囲設定を使用して、スタンバイモードの消費電流と電流検出モードの消費電流を別々に測定する必要があります。図 2-27 に、 $1.429\mu A$ の平均電流が測定されるスタンバイモードの読み取り例を示します。デバイスが電流検出モードにある時間は、消費電流の正のパルス幅を測定することにより推定されます。図 2-28 に、電流検出モードの読み取り値の例を示します。このモードでは平均電流 $648.762\mu A$ 、電流検出期間 $95.23ms$ が測定されています。この推定電流検出期間、推定電流検出期間中の平均電流、およびスタンバイモードの平均消費電流を使用して、合計時間にわたる平均消費電流値が推定されます。この平均消費電流テストは、3 つの個別の基板で実行し、この設計に示されている合計平均消費電流のテスト結果を平均化しています。このテストで推定された電流検出時間と平均スタンバイモード電流は、最初の電流検出時消費電流テストで使用した有効なチャンネルのさまざまな組み合わせにおける平均消費電流を推定するためにも使用しています。

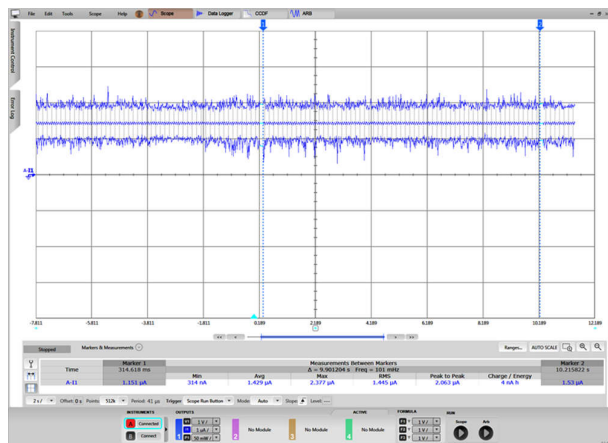


図 2-27. スタンバイモードの消費電流読み取り値の例

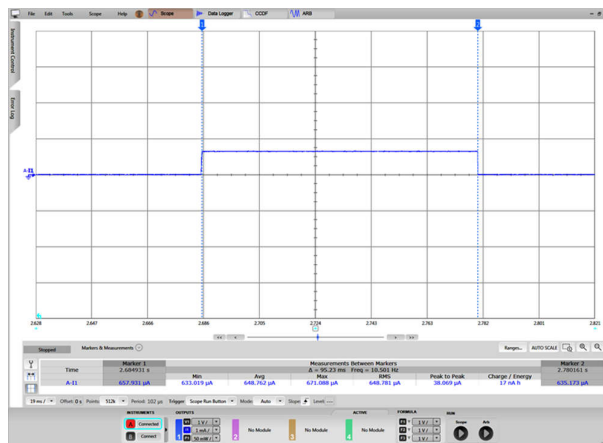


図 2-28. 電流検出モードの消費電流読み取り値の例

2.4.2.1.4 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。

2.4.2.1.4.1 LCD から結果を表示する

LCD の一番下の行は、表示されるパラメータの値を示すために使用されます。表示されているパラメータを示すテキストが、LCD の一番上の行に表示されます。表 2-3 に、LCD に表示されるさまざまな計測パラメータと、それらが表示される際のユニットを示します。指定列には、どの文字がどのメータ パラメータに対応しているかが表示されます。

表 2-3. 表示されるパラメータ

パラメータ名	指定	単位
有効電力	AcPo	ワット (W)
無効電力	rEPo	ルトアンペア無効電力 (var)
皮相電力	APPo	ボルトアンペア (VA)
力率	PF	0 ~ 1 の間の一定値
電圧	Urns	ボルト (V)
電流	IrnS	アンペア (A)
周波数	Freq	ヘルツ (Hz)
合計消費有効エネルギー	AcEn	kWh
合計消費無効エネルギー	rEEEn	kVarh
時間	t ime	時間:分:秒
日付	date	年:月:日

図 2-29 に、LCD に表示された 59.99Hz の測定周波数の例を示します。

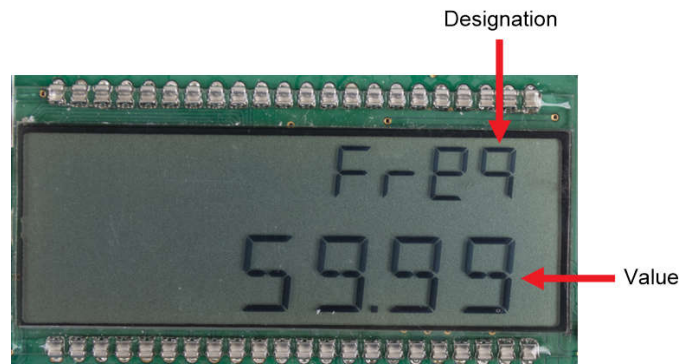


図 2-29. LCD

2.4.2.1.4.2 PC からのキャリブレーションと結果の表示

2.4.2.1.4.2.1 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。この選択は、ジャンパ ヘッダー J16、J17、J18 に 3 つのジャンパを配置することで行います。RS-485 通信オプションを選択するには、これらの 3 つのヘッダーのうち左端の 2 つのピン (基板の RS-485 というラベル) にジャンパを配置します。RS-232 通信オプションを選択するには、3 つのヘッダーのうち右端の 2 つのピン (基板の RS-232 というラベル) にジャンパを配置します。
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 PC に接続すると、COM ポートが生成されるはずですが。
 - RS-485 を使用する場合: PC の GUI とこのデザインの RS-485 ポートとの通信には、USB から RS-485 へのアダプタを使用します。USB/RS-485 アダプタを PC に接続すると、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 とデータ B 接続用のワイヤおよび GND 接続と 5V 電源接続用のワイヤがあります。これらのすべてのワイヤを、端子のブロック ピンの横にある接続ラベルに従って、設計の J21 ねじ端子ブロックに接続します。この回路のテストには、特に次の USB/RS-485 アダプタが使用されます: 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 2-30 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 2-30. 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 2-31 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。

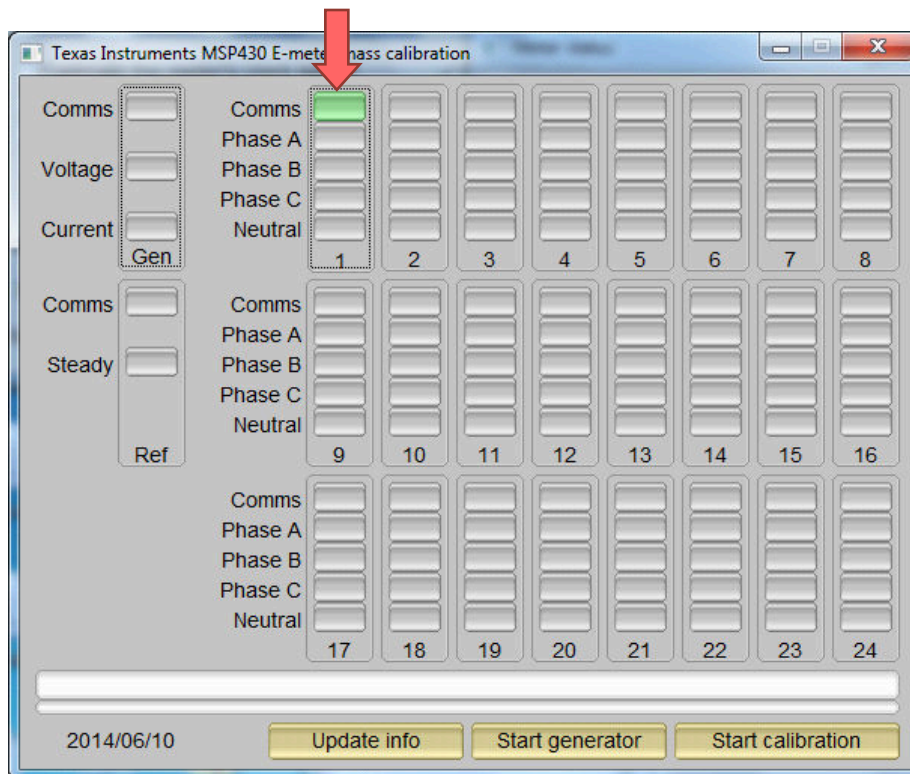


図 2-31. GUI スタートアップ ウィンドウ

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 2-32 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。デフォルトでは、GUI の [Phase A] というラベルが付いた列はシャント チャネルであり、[Neutral] というラベルが付いた列は CT チャネルです。システムとシャントが中性線を基準としている場合、GUI のラベルとは異なり、シャントは実際には中性電流を測定し、CT はライン電流を測定します。

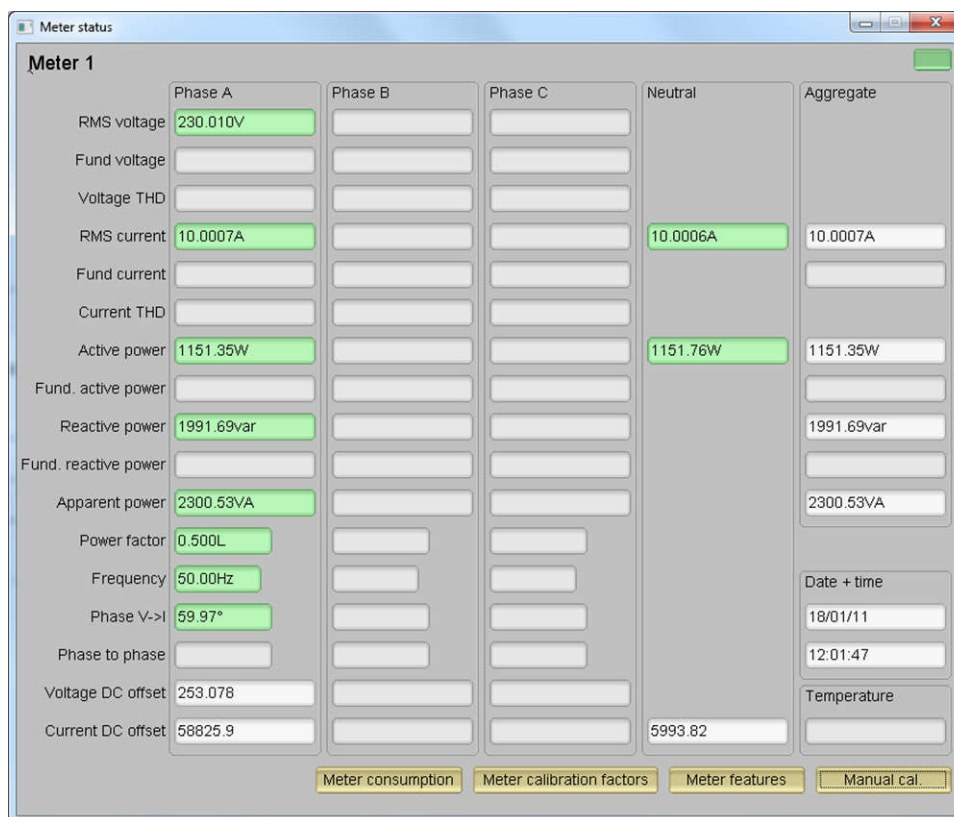


図 2-32. GUI の結果ウィンドウ

結果ウィンドウで **[Meter consumption]** ボタンをクリックすると、合計エネルギー消費量の測定値を表示できます。ユーザーがこのボタンをクリックすると、[図 2-33](#) に示すように、**Meter events and consumption** ウィンドウが開きます。

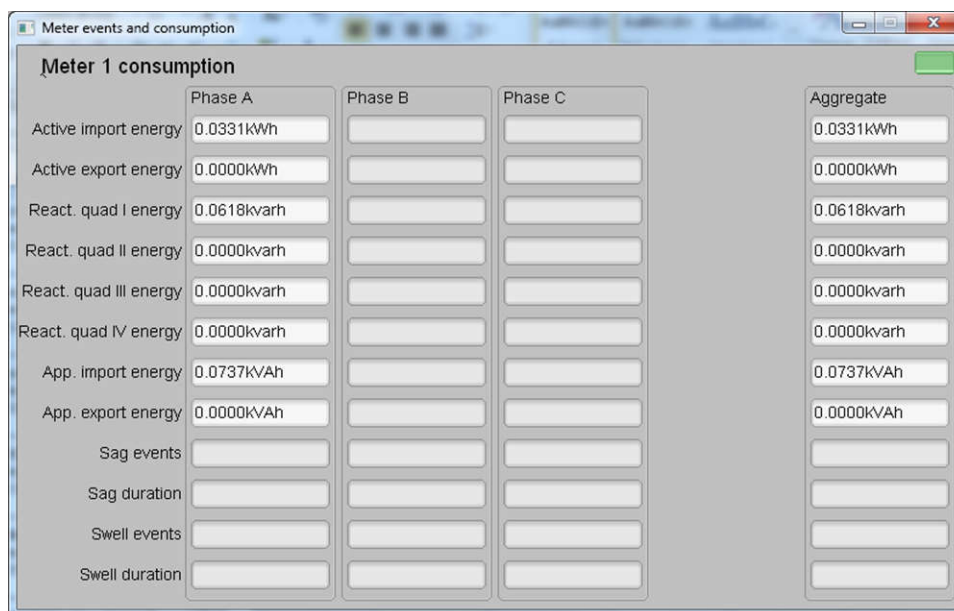


図 2-33. **[Meter Events and Consumption]** ウィンドウ

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。

2.4.2.1.4.2.2 校正

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。測定の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、**3** 相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。

結果の表示用の **GUI** を使用して、デザインのキャリブレーションを簡単に行えます。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。電圧スケーリング係数、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)、電流スケーリング係数、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)、電力スケーリング係数、位相補償係数です。電圧、電流、電力のスケーリング係数は、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シャントチャネルのみに使用され、**CT** チャネル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 **SW** を初めて **MSP432** 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。これらの値は、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 **INFO_MEM** に保存されているため、メータを再起動して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[セクション 2.4.1.2.1](#) 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。

2.4.2.1.4.2.2.1 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。

2.4.2.1.4.2.2.1.1 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. 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、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、230V、10A、0° (PF = 1) です。
3. [図 2-32](#) に示されている [Manual cal.] ボタンをクリックします。[図 2-34](#) の画面がポップアップ表示されます。

	Phase A	Phase B	Phase C	Neutral
Voltage	0 %	0 %	0 %	
Voltage (limp)	0 %	0 %	0 %	
Voltage AC offset	0	0	0	
Current	0 %	0 %	0 %	0 %
Current (limp)	0 %	0 %	0 %	0 %
Current AC offset	0	0	0	0
Active power	0 %	0 %	0 %	0 %
Phase correction	0 us	0 us	0 us	0 us

Update meter

図 2-34. [Manual Calibration] ウィンドウ

4. それぞれの電圧と電流の補正值を計算します。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值は、[式 15](#) を使用して計算します。

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

ここで、

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

2.4.2.1.4.2.2.1.2 有効電力ゲインのキャリブレーション

電圧および電流のゲイン補正を行ってから、有効電力のゲイン補正を完了する必要があります。有効電力のゲイン補正は、電圧や電流の補正と異なる方法で行われます。理論的には、電圧と電力の場合と同様に、有効エネルギーの % 誤差を計算することもできますが、こ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. 「[セクション 4.2.1.4.2.2.1.1](#)」に記載されている[手順 1 から手順 3](#)までを、同じ電圧と電流、および 0°の位相シフトで繰り返します。
4. リファレンス メータから % 単位の測定誤差を取得します。この値は負になる可能性があることに注意してください。
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。

2.4.2.1.4.2.2.2 オフセット キャリブレーション

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

位相について有効電力オフセットのキャリブレーションを実行するには、有効電力の読み取り値 (mW 単位) から減算するオフセットを、有効電力オフセットの現在の値 ([**Meter Calibration Factors**] ウィンドウで「**Voltage AC off**」のラベルが付いている項目) に加算してから、その新しい値を [**Manual Calibration**] ウィンドウの [**Voltage AC offset**] フィールドに入力します。たとえば、[**Meter Calibration**] ウィンドウで「**Voltage AC 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 ([**Meter Calibration Factors**] ウィンドウで「**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**] を押します。

2.4.2.1.4.2.2.3 位相キャリブレーション

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

1. AC テストソースをオフにした、または再構成した場合は、「[セクション 4.2.1.4.2.2.1.1](#)」の[ステップ 1 からステップ 3](#)までを、そのセクションで使用されているのと同じ電圧と電流を使用して実行します。
2. 位相シフトのみを 0 以外の値に変更します。通常は +60°を選択します。これによって、リファレンス メータに、有効電力測定について異なる % 誤差が表示されます。この値は負になる可能性があることに注意してください。
3. ステップ 3 の誤差が 0 に近い場合、または許容できない場合は、次の手順に従って位相補正を実行します。
 - a. キャリブレーション中の位相について、**Phase Correction** フィールドの更新値を入力します。通常、誤差を 0 に近づけるには、小さな \pm 整数値を入力する必要があります。さらに、位相シフトが 0 より大きい場合 (例: +60°)、正 (負) の誤差を補正するには正 (負) の値が必要です。
 - b. **Update meter** ボタンをクリックし、リファレンス メータの誤差値を監視します。
 - c. この測定誤差 (%) が十分な精度でない場合は、[ステップ 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. ここで位相を -60° に変更し、この誤差が許容範囲内であることを確認します。遅延と先行の条件で、同じ位相シフトについて誤差が対称的なのが理想です。

位相キャリブレーションを行うと、キャリブレーションが完了します。新しい校正係数 (図 2-35 を参照) は、必要に応じて、図 2-32 の GUI 計測結果ウィンドウにある **[Meter calibration factors]** ボタンをクリックすることで表示できます。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。

	Phase A	Phase B	Phase C	Neutral
Voltage	49956			
Voltage (limp)				
Voltage AC off	-34			
Current	11129			11444
Current (limp)				
Current AC offset	1			0
Active power	17793			18298
Phase correction	-2.0us			-2.4us

図 2-35. [Calibration Factors] ウィンドウ

システムの構成を確認するには、図 2-32 にある [Meter features] ボタンをクリックして、図 2-36 が表示されるウィンドウを開きます。

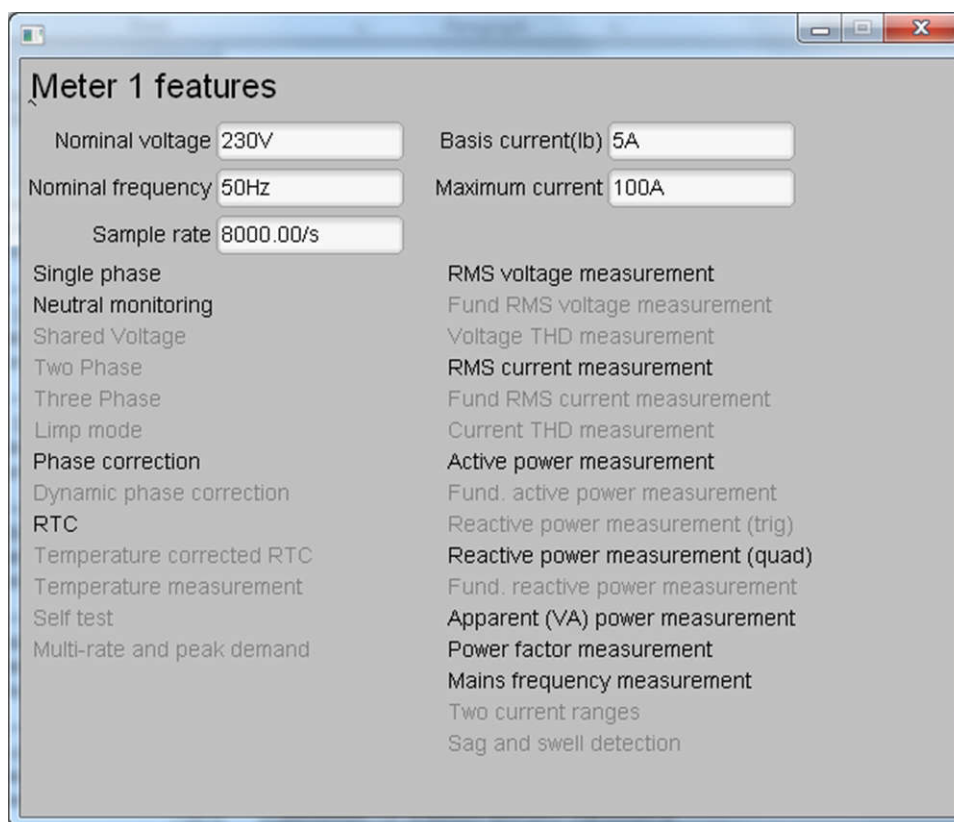


図 2-36. [Meter Features] ウィンドウ

2.4.2.2 テスト結果

2.4.2.2.1 SVS および TPS7A78 機能テストの結果

表 2-4. SVS テスト結果

条件	測定される電圧 (V)	データシートの電圧標準値 (V)
負の電圧スレッシュホールド、VIT-	2.00V	2.00±1% V
正の電圧スレッシュホールド、VIT+ = VIT- + VHYS	2.11V	2.10V
ヒステリシス電圧、VHYS = VIT+ - VIT-	2.11 - 2.00 = 0.11V	2.1 - 2.0 = 0.10V

VIT- と VHYS の測定値は、データシートで期待される値とよく一致しています。

表 2-5. TPS7A78 出力電圧と入力 AC 電圧との関係

入力 AC 電圧 (V _{RMS})	TPS7A78 出力電圧
75	3.278V
100	3.278V
110	3.278V
120	3.278V
150	3.277V
180	3.277V
210	3.277V
220	3.277V
230	3.277V
240	3.277V
250	3.277V
260	3.277V
270	3.277V

表 2-6. TPS7A78 出力電圧と負荷電流との関係

負荷電流	TPS7A78 出力電圧
16mA (通常動作)	3.277V
50mA	3.275V

TPS7A78 の電圧は、AC 入力電圧と負荷電流によってそれほど変化しません。

表 2-7. DVCC がダイオードを介して TPS7A78 に接続されているときの電圧 (J3 の「DIODE」と「DVCC」の間にジャンパを配置)

条件	電圧
TPS7A78 の出力電圧	3.277V
DVCC 電圧	2.948V
ダイオードの両端の電圧降下	0.329V

ダイオードを介して TPS7A78 を DVCC に接続することによる電圧降下は 0.33V です。より高い DVCC 出力電圧が必要な場合は、この設計で使用されている TPS7A78 の 3.3V バリエントを 3.6V バリエントに置き換えることができます。

2.4.2.2.2 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、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。

**表 2-8. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、
200 $\mu\Omega$ シャント**

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

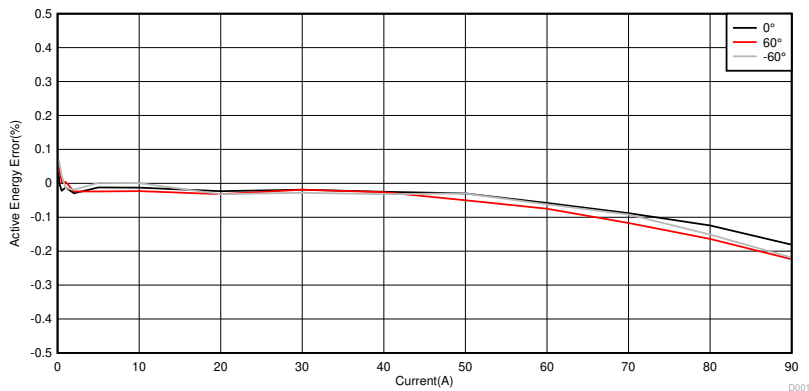


図 2-37. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$ シャント

**表 2-9. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、
100 $\mu\Omega$ シャント**

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

**表 2-9. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、
100 $\mu\Omega$ シャント (続き)**

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

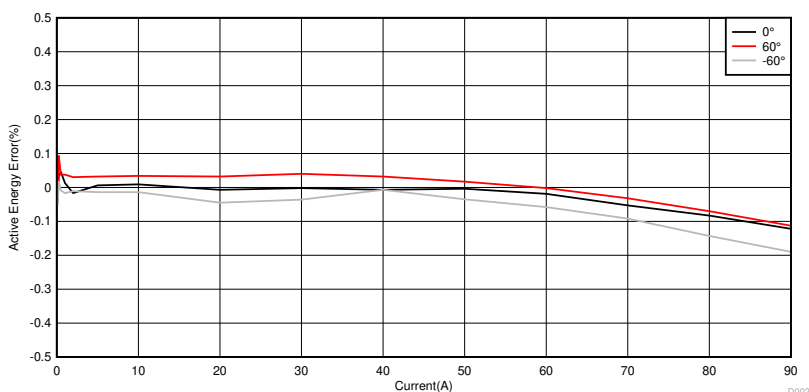


図 2-38. 有効エネルギー % 誤差と電流との関係、100 $\mu\Omega$ シャント

**表 2-10. CT チャンネルの有効エネルギー % 誤差と電流との
関係**

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

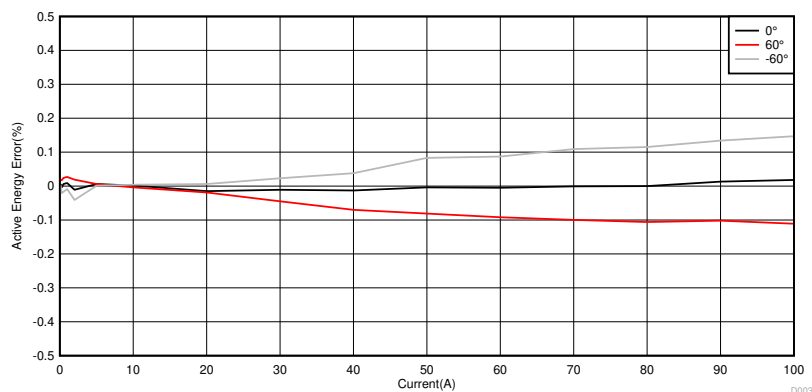
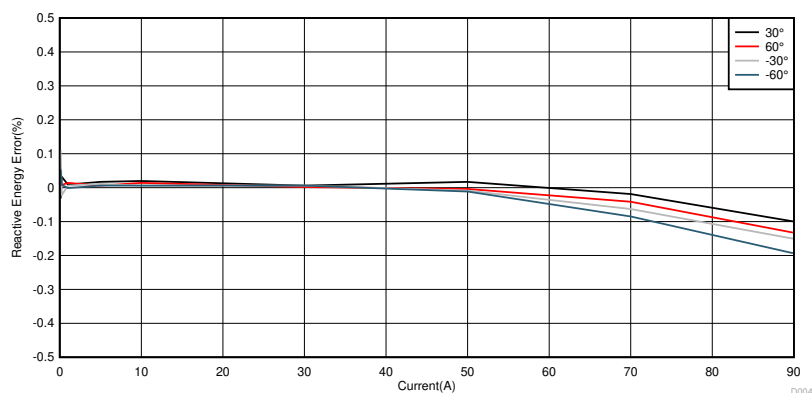


図 2-39. CT チャンネルの有効エネルギー % 誤差と電流との関係

表 2-11. 無効エネルギー % 誤差と電流との関係、
200 $\mu\Omega$ シャント

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

図 2-40. 無効エネルギー % 誤差と電流との関係、200 $\mu\Omega$ シャント表 2-12. 有効エネルギー測定誤差と電圧との関係、75 ~
270V、200 $\mu\Omega$ シャント

電圧 (V)	% 誤差
75	-0.119
100	-0.101
110	-0.093
120	-0.091
150	-0.068
180	-0.0435
210	-0.0233
220	-0.014

表 2-12. 有効エネルギー測定誤差と電圧との関係、75 ~ 270V、200 $\mu\Omega$ シャント (続き)

電圧 (V)	% 誤差
230	0.003
240	0.0053
250	0.006
260	0.017
270	0.02

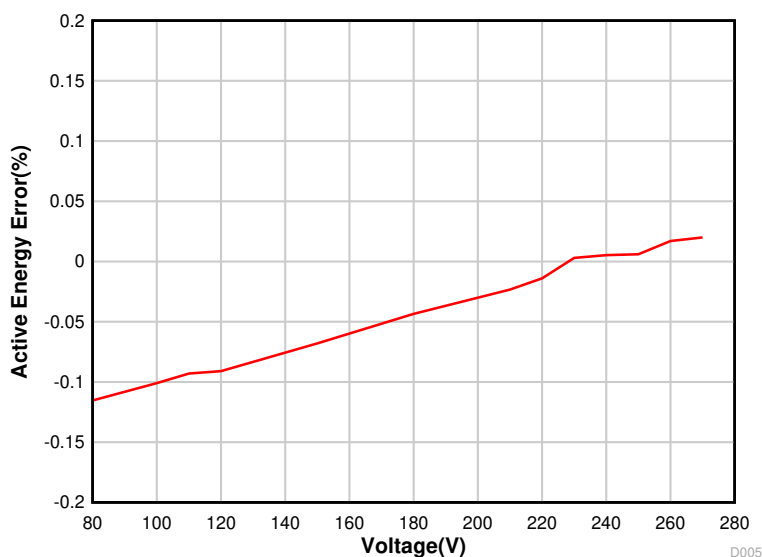


図 2-41. 有効エネルギー測定誤差と電圧との関係、75 ~ 270V、200 $\mu\Omega$ シャント

表 2-13. 累積有効エネルギー測定誤差と電圧との関係、公称電圧 $\pm 10\%$

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

表 2-14. 累積有効エネルギー測定誤差と周波数との関係、公称周波数から $\pm 2\text{Hz}$ 、200 $\mu\Omega$ シャント

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

2.4.2.2.3 電流検出モードの結果

表 2-15. 電流検出における消費電流とイネーブル チャネル数との関係

イネーブル チャネル数	電流検出モード電流	$t_{CD_mode_period}=10$ での平均電流推定値	$t_{CD_mode_period}=64$ での平均電流推定値
2 (チャネル 1 および 2)	626.822 μA	7.421 μA	2.385 μA
2 (チャネル 0 および 1)	565.645 μA	6.837 μA	2.293 μA
1 (チャネル 2)	386.59 μA	5.128 μA	2.026 μA

表 2-15. 電流検出における消費電流とイネーブル チャンネル数との関係 (続き)

イネーブル チャンネル数	電流検出モード電流	t _{CD_mode_period} =10 での 平均電流推定値	t _{CD_mode_period} =64 での 平均電流推定値
1 (チャンネル 1)	397.716μA	5.234μA	2.043μA
1 (チャンネル 0)	391.505μA	5.175μA	2.034μA

チャンネル 0 および 1 がイネーブルのとき、チャンネル 1 および 2 がイネーブルのときよりも消費電流が小さくなります。これは、チャンネル 0 と 1 のみを有効にすることで、チャンネル 2 と 3 の間の共有回路をオフにできるためです。また、この設計で使用されている 2 つのチャンネルではなく 1 つのチャンネルでのみ電流検出を実行すると、平均消費電流を低減できます。

表 2-16. 電流検出モードに 10 秒ごとに 1 回移行したときの平均消費電流

スタンバイ モード	消費電流	期間の推定値
3 つの基板でのスタンバイ モード試行からの平均	1.452μA	9904.548ms
3 つの基板での電流検出モード試行からの平均	636.155μA	95.453ms
合計平均消費電流	7.510μA	10000ms

表 2-17. 電流検出モードに 64 秒ごとに 1 回移行したときの平均消費電流

スタンバイ モード	消費電流	期間の推定値
3 つのボードでのスタンバイ モード試行からの平均	1.452μA	63904.548ms
3 つのボードでの電流検出モード試行からの平均	636.155μA	95.453ms
合計平均消費電流	2.399μA	64000ms

これらの基板のいずれかでテストを実行した場合、シャント チャネルと CT チャネルの最小トリガ電流は 0.6A と 1.2A になりました。

3 デザイン ファイル

3.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010036](#) のデザイン ファイルを参照してください。

3.2 部品表

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010036](#) のデザイン ファイルを参照してください。

3.3 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ウンド プレーンを使用し、特に **ADS131M04** デバイスの近くではグラウンド 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ウンド 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。
- **ADS131M04** デバイスの場合、 $1\mu\text{F}$ のコンデンサよりも $0.1\mu\text{F}$ 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 $0.1\mu\text{F}$ と $1\mu\text{F}$ のコンデンサも同様に配置します。
- **ADS131M04** の **AINxP** ピンと **AINxN** ピンの順序は、あるコンバータ チャネルから別のコンバータ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、電圧端子と電流端子に接続されているワイヤの接続順序を入れ替えることで、この順序に対応できます。
- 水晶振動子をマイコン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ウンドにします。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** には別のグラウンド プレーンを使用します。この別のグラウンド プレーンは、**RS-232** と **RS-485** のグラウンドの電位なので、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 **ISO7731B** および **ISO7720** 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。

3.3.1 レイアウト プリント

レイヤ プロットをダウンロードするには、[TIDA-010036](#) のデザイン ファイルを参照してください。

3.4 Altium プロジェクト

Altium Designer® のプロジェクト ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010036](#) のデザイン ファイルを参照してください。

3.5 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-010036](#) のデザイン ファイルを参照してください。

3.6 アセンブリの図面

アセンブリの図面をダウンロードするには、[TIDA-010036](#) のデザイン ファイルを参照してください。

4 関連資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『[ADS131M04 4 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、『[TPS7A78 120mA、スマート AC/DC リニア電圧レギュレータ](#)』データシート
3. テキサス インスツルメンツ、『[MSP432P411x、MSP432P401x SimpleLink™ ミックスド シグナル マイコン](#)』データシート
4. テキサス インスツルメンツ、『[TPS3840 MR とプログラマブル遅延機能搭載のナノパワー、高入力電圧スーパーバイザ](#)』
5. テキサス インスツルメンツ、『[THVD1500 ±8kV IEC ESD 保護付き、500kbps、RS-485 トランシーバ](#)』
6. テキサス インスツルメンツ、『[ISO773x 高速、基本絶縁トリプルチャネル デジタル アイソレータ](#)』
7. テキサス インスツルメンツ、『[TRS3232E ±15kV IEC ESD 保護機能搭載、3V ~ 5.5V マルチチャネル RS-232 ラインドライバ/レシーバ](#)』データシート

4.1 商標

テキサス・インスツルメンツの™, MSP432™, and SimpleLink™ are trademarks of Texas Instruments.

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

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

Bluetooth® is a registered trademark of Bluetooth SIG.

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

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

テキサス インスツルメンツのグリッド インフラ グループのシステム エンジニア、**MEKRE MESGANAW** は、主にエネルギー測定と電気メータのリファレンス デザイン開発における責任を担っています。同氏はジョージア工科大学でコンピュータ工学の理学士号と修士号を取得しています。

6 改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

Changes from Revision * (April 2019) to Revision A (February 2021)	Page
• ドキュメント全体にわたって表、図、相互参照の採番方法を更新。.....	1
• 「ADC エネルギー測定ライブラリ」へのリンクを追加。.....	1

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、TI は一切の責任を拒否します。

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 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](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。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。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月