

Design Guide: TIDA-010232

高電圧 EV 充電および太陽光エネルギーでの絶縁監視用 AFE のリファレンス・デザイン




概要

このリファレンス・デザインは、電気ブリッジ DC 絶縁監視 (DC-IM) 方式を採用しており、対称型と非対称型の高精度絶縁リーケージ検出メカニズムに加えて、絶縁抵抗検出メカニズムも実現します。

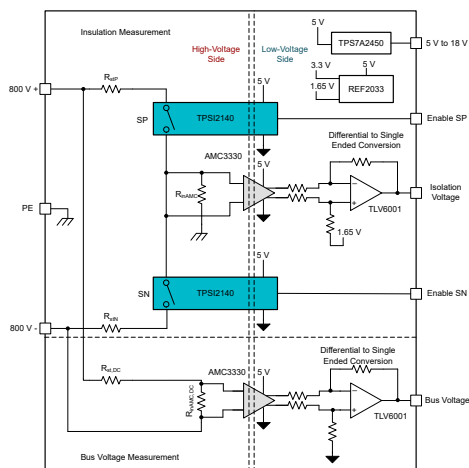
このリファレンス・デザインでは、ホット側に絶縁型電源を追加しなくても絶縁測定が可能な新世代の絶縁型アンプおよびスイッチを採用しています。そのため、コールド側から設計全体に電力を供給できます。この絶縁監視診断機能は、既存の電力変換または充電プロトコル・マイクロコントローラ (MCU) に追加することができます。

リソース

TIDA-010232	デザイン・フォルダ
TPSI2140-Q1	プロダクト・フォルダ
AMC3330	プロダクト・フォルダ
TPS7A24	プロダクト・フォルダ
REF2033	プロダクト・フォルダ
TLV6001	プロダクト・フォルダ



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

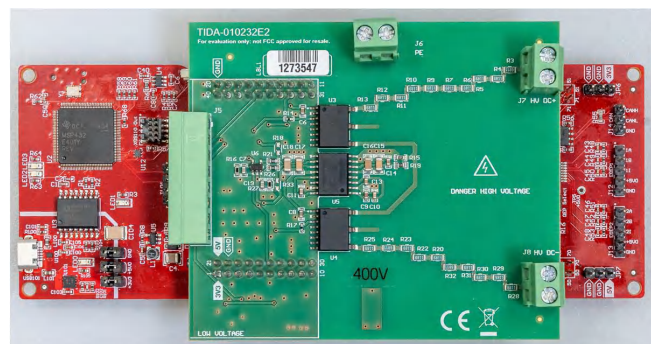


特長

- DC から保護接地 (PE) への絶縁抵抗と絶縁リーケージを監視
- 方法: 抵抗デバイダを切り替えることで、DC+ または DC- から PE (保護接地) への絶縁抵抗を判定
- コールド側に配置された MCU のためにホット側に電源を統合した強化絶縁型アナログ・フロント・エンド (AFE)
- スタンドアロン絶縁監視用に実装された BoosterPack™ プラグイン・モジュール手法 (絶縁型 CAN トランシーバおよび高速シリアル・インターフェイスを備えた LAUNCHXL-F280049C LaunchPad™ に接続)
- 絶縁抵抗測定範囲:
 - 20kΩ~1MΩ: 対称型フォルトに対して 5% の精度
 - > 1MΩ: 絶縁グッド表示
 - 20kΩ~200kΩ: 対称型および非対称型フォルトに対して 5% の精度
- IEC 61557-8 および IEC 61851-23 をサポートするよう設計

アプリケーション

- ストリング・インバータ
- DC 高速充電
- DC ウォールボックス充電器



1 システムの説明

市場での電気自動車の急速な普及とソーラー・エネルギー設計の一般化により、安全なエネルギー伝送システムの需要が高まっています。

現在、約 400V の高電圧 (HV) バッテリーが電気自動車の保存素子として使用されており、高電圧バッテリーへの移行が強くトレンドされており、充電時間の短縮が可能になっています。DC 高速チャージャは、オンボードのバッテリー・チャージャをバイパスして、電気自動車 (EV) のバッテリー管理システムに電力を供給します。これは、電気自動車の電源装置 (EVSE) から車両に直接流れる HV DC ラインに相当します。ソーラー・ストリング・インバータの場合、最大 1kV の太陽光発電 (PV) ストリング・パネルから HV DC ラインが生成されます。

この種の HV DC 配電システムでは、ユーザー保護が必要です。システムのすべての HV 部分は、高抵抗値のパスを経由して保護用のアースに絶縁されています。この絶縁により、最大リーク電流が制限されます。国際規格では、システムとの接触による人的負傷を防止するために、リーク電流を 10mA に制限する必要があります。絶縁監視デバイスは、この絶縁抵抗を監視し、絶縁抵抗が十分でない場合はシャットダウンを開始します。

設計者は、基本絶縁または強化絶縁の達成に適用される絶縁要件を考慮する必要があります (これらはライン電圧とピーク電圧に基づいて決定できます)。事故を防止するには、絶縁バリアの適切な動作を監視することが必須です。

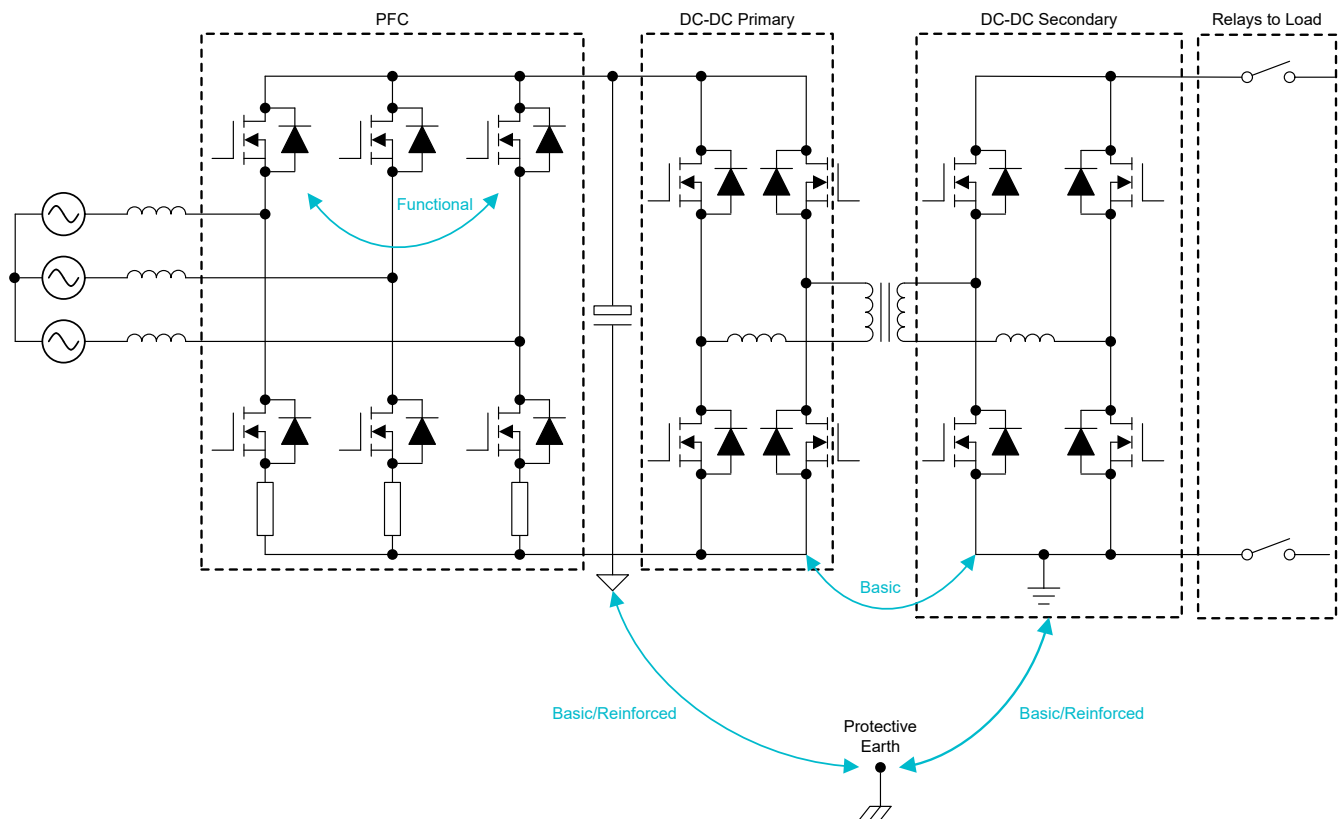


図 1-1. DC 非接地配電システムの絶縁バリア。

ワイヤ・ハーネスの劣化、電力処理部品の一時的な経年劣化、半導体のピーク電氣的ストレスなど、多くの要因が原因で、絶縁の劣化や損失が発生する可能性があります。絶縁に関して単一の障害点が発生した場合でも、システムの動作に大きな影響を及ぼすことはありませんが、HV 動作環境にオペレータが接触した場合には潜在的な危険が伴います。

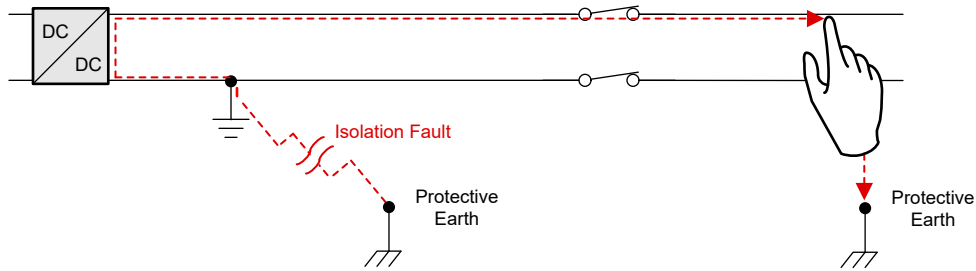


図 1-2. 非接地 DC 配電システムの絶縁バリアのリーク

DC 高速充電ステーションやソーラー・ストリング・インバータなど、非接地配電システムは、IEC 61557-8:『最大 AC 1000V、DC 1500V の低電圧配電システムにおける電氣的安全性』などの安全規格に準拠している必要があります。これはさらに、DC 高速充電ステーション向けに IEC 61851-23 で規定されています。

これらの安全規格では、エネルギー転送中に一定の間隔で絶縁バリアを監視する必要があります。EVSE では、充電プロトコルは充電前に絶縁監視テストも確立します。この考え方は、致命的な短絡につながる可能性のある絶縁バリアのブレークダウンを防止することです。

前述の規格に従い、警告 (500Ω/DC V) - 2mA)、およびフォルト (100Ω/DC V - 10mA) スレッショルドが絶縁バリア抵抗に対して設定されています。絶縁バリアの抵抗がこれらの制限を下回ることはありませんが、適切な条件が実証されており、動作は期待されていません。

警告状態が検出されると、ヒューマン・マシン・インターフェイス (HMI) を経由して視覚的な表示がトリガされ、その後、中央制御ユニットによって制御動作が実行されます。フォルト状態が検出されると、エネルギー分配は停止します。

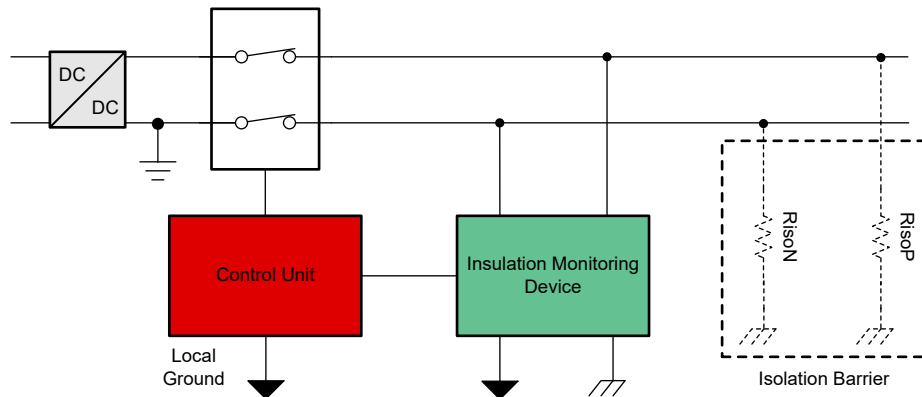


図 1-3. DC 非接地配電システムの絶縁監視デバイス

このデザインはデフォルトで 400V システム用に設計されていますが、スイッチイン抵抗性分岐の抵抗ネットワークを変更することで、最大 1000V の電圧に調整できます。

1.1 絶縁監視

絶縁監視市場では、さまざまな手法が共存しています。最も一般的な方法は、AC 電流注入と電気ブリッジ・スイッチの 2 つです。

AC 電流注入方式は、RC フィルタまたはトランスを経由して HV ラインと保護アース (PE) 間の RC 回路に注入される方形波信号の生成に基づいています。インピーダンスは、コンデンサの充電と放電に基づいて計算されます。AC 電流方式の主な欠点は、信頼性が高く正確な設計を実現することが困難であること、および注入回路を HV ラインから絶縁するために大型のトランスが必要であることです。AC 電流方式には、絶縁容量の影響がないという利点があります。詳細については、セクション 1.2 を参照してください。

電気ブリッジ・スイッチ方式は、IEC 61851-23 などの安全規格で提案されています。電気ブリッジ・スイッチ方式では、既知の抵抗性分岐が絶縁バリアをまたぐ形で切り替えられます。通常動作では、PE へのパスがないため、電流は抵抗ブリッジを流れません。これは、絶縁破壊なしでシステムが安全であることを示しています。

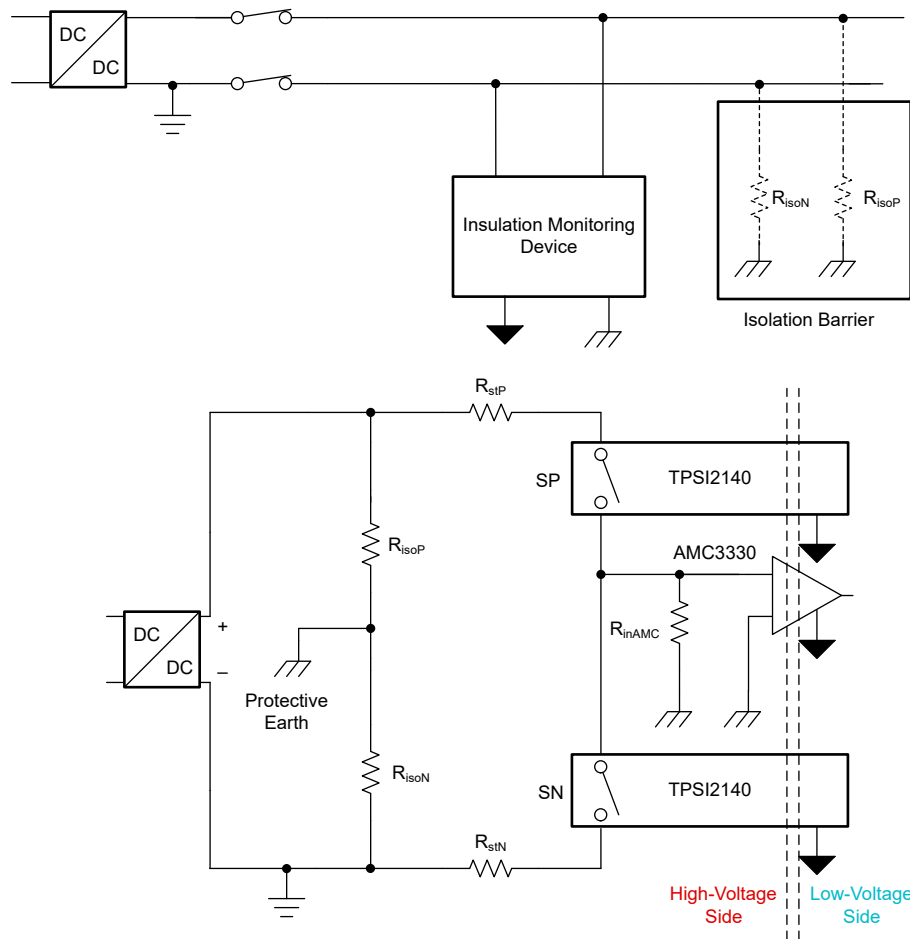


図 1-4. 絶縁監視アナログ・フロント・エンド (簡略型)

電気ブリッジの DC 絶縁監視の設計は明快で正確です。大型のトランスは不要で、通常動作時に絶縁バリアの両端で消費される電力はわずかです。

産業用の低電圧配電システムに加えて、絶縁も重要なパラメータとなる車載ハイブリッド電気自動車 (HEV) システムや EV システムで最も一般的な設計でもあります。

安全規格に記載されているように、この抵抗性分岐の動作時間は 10 秒未満に制限してください。これは、そうしないと回路の動作中にシステムの安全性が損なわれるためです。

図 1-4 は、このリファレンス・デザインを使用した絶縁ブレイクダウン測定の例です。負側スイッチ (SN) と正側スイッチ (SP) は、新しい TPSI2140 シームレス・リレー絶縁型スイッチとともに実装されており、既知の抵抗デバイダ・パスを使用して絶縁バリアを一時的に遮断するために使用されます。

R_{stP} と R_{stN} は、それぞれ DC+ と PE および DC- と PE の間で切り替わる、 $\pm 0.1\%$ 高抵抗デバイダ分岐です。 R_{inAMC} は、AMC3330 強化絶縁型アンプへのスケールダウン電圧入力として機能する電圧センシング抵抗です。

測定時に、2 つの抵抗分岐が異なるタイミングで切り換えられます。図 1-5 は、SN がオフのまま SP がオンのときの等価回路を示します。絶縁バリアを流れる電流 I_{iso} は、バス電圧、絶縁抵抗、および切り換えられた抵抗性分岐に比例します。

絶縁バリアが破損しておらず、DC- と PE の間の絶縁抵抗 R_{isoN} が $M\Omega$ の順序である通常の状態では、スイッチイン抵抗デバイダに流れる電流はごくわずかで、AMC3330 の入力信号は小さくなります。

絶縁バリアの劣化が発生した場合、 I_{iso} が大きくなり、AMC3330 の入力信号が高くなります。SN が閉じて SP が開いている場合も、 R_{isoP} に応じて同じ動作が当てはまります。

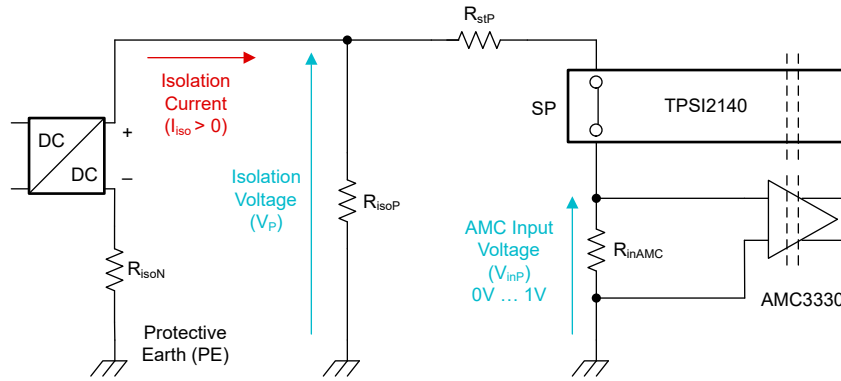


図 1-5. 正側スイッチの絶縁電圧 - 絶縁電流

R_{isoN} と R_{isoP} の正確な値を計算するには、図 1-5 および図 1-6 に示す等価回路を使用します。

SN が開いている間に SP が閉じている場合、リーク電流によって抵抗性分岐に電圧が生成されます。ここでは、絶縁電圧 V_p を基準としています。カーチョフの電圧法によれば、式 1 を求めることができます。

$$I_{iso} \times R_{isoN} - V_{DC} + V_p = 0 \quad (1)$$

結果は V_p 式 2 の解を求めることです。

$$V_p = V_{DC} - I_{iso} \times R_{isoN} \quad (2)$$

絶縁バリアを流れるリーク電流は式 3 で求められます。

$$I_{iso} = \frac{V_p}{R_{isoP} \parallel (R_{stP} + R_{inAMC})} \quad (3)$$

式 2 および式 3 の代入

$$V_p \times \left(1 + \frac{R_{isoN}}{R_{isoP} \parallel (R_{stP} + R_{inAMC})} \right) - V_{DC} = 0 \quad (4)$$

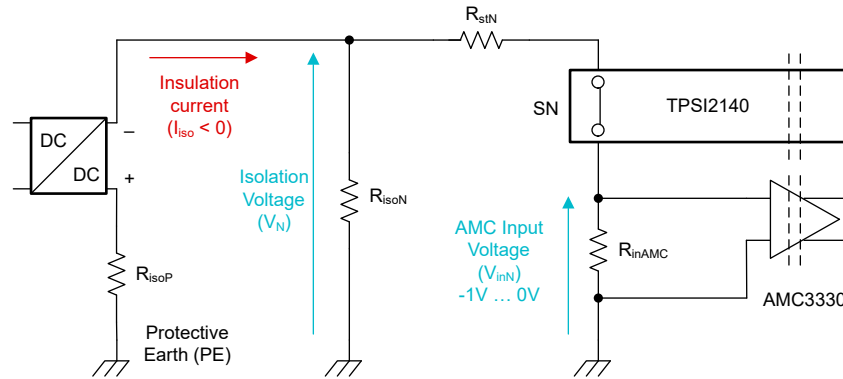
したがって、 R_{inAMC} を介して $AMC3330 \pm 1V$ の範囲までスケールダウンされる絶縁電圧の値は、式 5 で求められます。

$$SP \text{ closed} \rightarrow V_p = \frac{V_{DC}}{\left(1 + \frac{R_{isoN}}{R_{isoP} \parallel (R_{stP} + R_{inAMC})} \right)} \quad (5)$$

V_p は、式 6 での V_{inP} の測定から計算できます。

$$V_p = V_{inP} \times \frac{R_{stP} + R_{inAMC}}{R_{inAMC}} \quad (6)$$

SP が開いており SN が閉じている場合の逆方向状態についても、同様の式が見つかります。


図 1-6. 負のスイッチの絶縁電圧 - 絶縁電流

この場合、この等価回路では DC 接続の極性が変化するため、 V_{DC} の符号が変更されます。これにより、負の絶縁電流 I_{iso} も発生します。

$$I_{iso} \times R_{isoP} + V_{DC} + V_N = 0; \quad (7)$$

$$V_N = -V_{DC} - I_{iso} \times R_{isoP} \quad (8)$$

$$I_{iso} = \frac{V_N}{R_{isoN} // (R_{stN} + R_{inAMC})} \quad (9)$$

$$V_N \times \left(1 + \frac{R_{isoP}}{R_{isoN} // (R_{stN} + R_{inAMC})} \right) + V_{DC} = 0 \quad (10)$$

$$SN \text{ closed} \rightarrow V_N = \frac{-V_{DC}}{\left(1 + \frac{R_{isoP}}{R_{isoN} // (R_{stN} + R_{inAMC})} \right)} \quad (11)$$

$$V_N = V_{inN} \times \frac{R_{stP} + R_{inAMC}}{R_{inAMC}} \quad (12)$$

式 7 から式 11 まで、DC ラインと PE 間の絶縁抵抗は $R_{stP} = R_{stN} = R_{st}$ を想定して計算できます。

$$R_{isoP} = \frac{-(R_{inAMC} + R_{st}) \times (V_{DC} + V_N - V_P)}{V_N} \quad (13)$$

$$R_{isoN} = \frac{(R_{inAMC} + R_{st}) \times (V_{DC} + V_N - V_P)}{V_P} \quad (14)$$

負のケースの R_{inAMC} で観測される絶縁電圧の極性は、正のケースに向け抵抗性分岐が切り換えられるときとは逆です。AMC3330 はバイポーラ入力電圧範囲に対応しているため、ここに適しています。

1.2 寄生絶縁容量の影響

接地されていない配電システムでは、絶縁バリアが保護用アースに大電流が流れるのを防止することで、低電圧側に配置されているユーザーと部品を保護します。絶縁バリアは抵抗性の性質を持つことが期待されます。ただし、不適切なアース接続や湿度などの要因によっては、システムのアースに対する絶縁容量が増加する可能性があります。

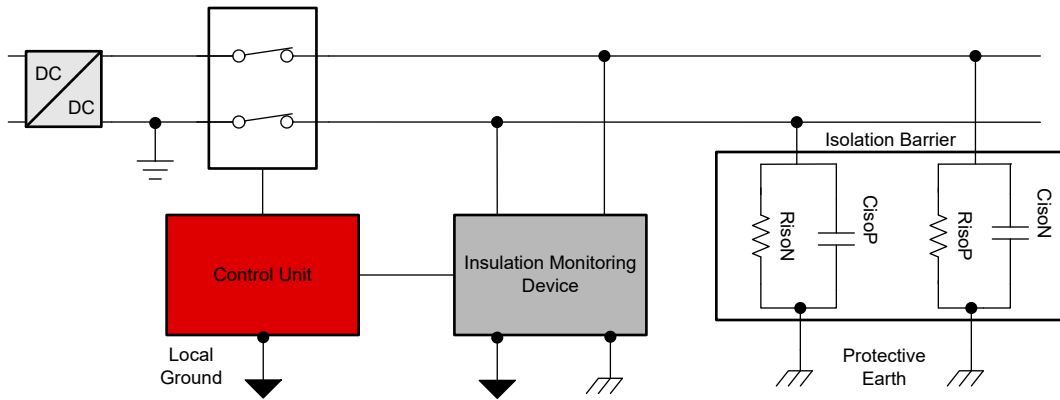


図 1-7. 絶縁バリア容量が絶縁監視デバイスに及ぼす影響

このシステムでは、絶縁バリアが正常に動作している場合や非対称の障害が発生している場合、アースに対するこの静的キャパシタンスは、抵抗性分岐がスイッチインされたときに、絶縁電圧のセリング時間が強制的に遅延します。抵抗性分岐がスイッチインされた後、かつ絶縁電圧の測定が完了する前に、待機時間が必要です。これにより、絶縁容量の大きいシステムで全体の測定速度が低下します。結果生じる RC 回路の時定数を式 15 に示し、 R_{isoN} が小さく、 R_{isoP} が高いと仮定しています。

$$\tau = (R_{isoP} // R_{stP}) \times C_{isoP} \quad (15)$$

たとえば、このデザインの 400V バージョンで観測された 10nF の絶縁容量と 68.1kΩ の R_{stP} の場合、10MΩ の R_{isoP} では 676μs の時定数が得られます。スイッチの閉回路から測定開始までの遅延は、最終値の 95% まで電圧を安定させるために、少なくとも 3τ とすることを推奨します。

スイッチイン抵抗性分岐を経由して絶縁バリアの両端で大電流を供給できるため、セリング・タイムを短縮できます。スイッチイン分岐 I_{st} を経由した電流は、式 15 を使用して計算できます。

$$I_{st} = \frac{V_{Bus}}{(R_{stP} + R_{inAMC})} \quad (16)$$

したがって、抵抗性デバインド分岐を設計する際には、許容最大電流を考慮しながら、より高速なセリング時間と消費電力の間のトレードオフを考慮してください。このリファレンス・デザインの実装の詳細については、セクション 2.3 を参照してください。

1.3 産業用低電圧配電システムの IEC 61557-8 標準

このデザインの目的は、DC 高速充電ステーションやソーラー・ストリング・インバータなど、接地されていない産業用低電圧配電システムで絶縁バリアを監視するためのアナログ・フロント・エンドを提供することです。安全規格に従って、これらのシステムには、IEC 61557-8 規格に準拠した絶縁バリアをテストするための機器が含まれています。IEC 61557-8 規格の詳細については、IEC Webstore を参照してください。

この回路は、IEC 61557-8 をサポートするように設計されています。

- DC ラインから PE までの絶縁抵抗を定期的に監視します
- グランド警告電流は 2mA と定義されており、その結果、絶縁抵抗は 500Ω/V になります
- グランド・フォルト電流は 10mA と定義されており、その結果、絶縁抵抗は 100Ω/V になります。
- 対称型および非対称型の警告およびフォルト検出
- 絶縁抵抗の監視精度は 15% 未満
- 測定時間は 10 秒未満
- 熱安定性 (-5°C ~ +45°C)
- 提案方法: スwitchイン抵抗性デバインド分岐で、DC+、DC- から PE (保護接地) への絶縁抵抗を判定
- テスト機能: 障害接続を報告 (DC ラインまたは PE へ)

このリファレンス・デザインには、2 次側に外部電源を供給しない強化絶縁型 AFE などの追加の利点があります。これにより、マイコンは低温側に設置し、消費電力を低減できます。

1.4 主なシステム仕様

表 1-1. 主なシステム仕様

パラメータ	仕様	測定 ⁽¹⁾
絶縁電圧の精度	1%	0.37%
ADC 入力時の絶縁電圧セトリング・タイム	400 μ s	300 μ s ⁽²⁾
絶縁抵抗	20k Ω < RISO < 5M Ω	
対称型フォルト (40k Ω)	5%	1.54%
非対称型フォルト (40k Ω)	5%	3.63%
対称型の警告 (200k Ω)	5%	1.51%
非対称型の警告 (200k Ω)	5%	3.78%

- (1) 400V システム、キャリブレーションのないゲインとオフセット、0.1% の高精度抵抗、室温
 (2) 絶縁容量が無視できるテスト・システム。絶縁容量の大きいシステムについては、[セクション 1.2](#) を参照してください。

表 1-2. 主な電氣的仕様

パラメータ	値	備考
DC 入力電圧	5V \pm 5% (標準値) 5V~12V	LAUNCHXL-F280049C ブレークアウト電力出力、LMR6242 によって制限される電流、公称定格 2.1A から 5V 入力を供給できます。 LAUNCHXL-F280049C を使用しない評価を実施する場合は、フロント・コネクタを経由して、5V~12V の電圧源からボードに電力を供給することもできます。
DC 入力電流	50mA (標準値)	スイッチがオンで、バス電圧監視が使用されているとき
消費電力	0.25W (標準値)	基板の総消費電力、5V 電源で測定
IO インターフェイスの信号電圧	3.3V	3.3V フェイルセーフ I/O。テキサス・インスツルメンツの LaunchPad 開発キットと互換
温度範囲	-40 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C	産業用温度範囲: -40 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C


注意

電源を入れたままその場を離れないでください。


警告

高電圧! 基板上は高電圧状態になっており、接触するおそれがあります。感電する可能性があります。基板は、不適切に取り扱った場合に感電、火災、けがの原因となる電圧および電流で動作します。けがをしたり、物品を破損しないために必要な注意と適切な対策をもって機器を使用してください。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。

テキサス・インスツルメンツは、電圧 / 絶縁要件を確認・理解した上で基板やシミュレーションにて電圧を加えることをユーザーの責任と考えます。電圧を加える際、デバイスやその接続部品には触れないでください。


警告

表面は高温! 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!

基板の電源を入れると、一部の部品は 55 $^{\circ}$ C を超える高温に達することがあります。動作中は常に、また動作直後も高温の状態が続く可能性があるため、基板に触れてはいけません。



警告

テキサス・インスツルメンツは、このリファレンス・デザインをラボ環境のみで使用するものとし、一般消費者向けの完成品とはみなしておりません。このデザインは室温で動作することを意図しており、他の周囲温度での動作はテストされていません。

テキサス・インスツルメンツは、このリファレンス・デザインを高電圧電気・機械部品、システム、およびサブシステムの取り扱いに伴うリスクを熟知した**有資格のエンジニアおよび技術者**のみが使用するものとしています。

基板上は高電圧状態になっており、接触するおそれがあります。基板は、不適切に取り扱ったり適用したした場合に感電、火災、けがの原因となる電圧および電流で動作します。けがをしたり、物品を破損しないために必要な注意と適切な対策をもって機器を使用してください。

2 システム概要

2.1 ブロック図

TIDA-010232 ブロック図を図 2-1 に示します。

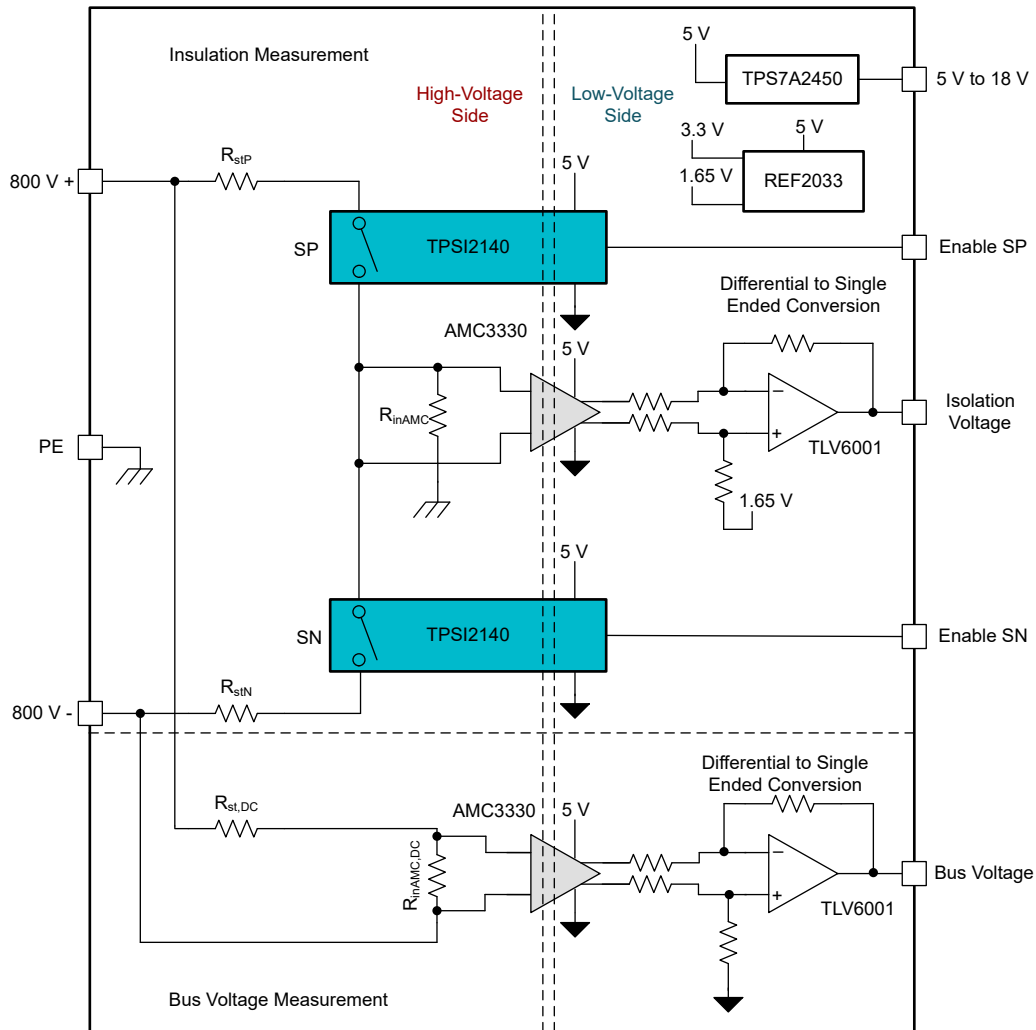


図 2-1. TIDA-010232 絶縁監視アナログ・フロント・エンドのブロック図

2.2 主な使用製品

2.2.1 TPSI2140

TPSI2140-Q1 は絶縁型ソリッド・ステート・リレーであり、テキサス・インスツルメンツの高信頼性静電容量性絶縁テクノロジーと内部のバック・ツー・バック MOSFET を組み合わせて使用することで、2 次側電源を必要としない完全に統合されたソリューションを形成します。1 次側は、電力を供給し、2 次側の各内部 MOSFET にロジック情報を有効にする 4 つの差動ドライバで構成されています。

イネーブル・ピンが High になると、発振器が起動し、ドライバは電源とロジック High をバリア経由で送信します。イネーブル・ピンが LO になると、ドライバはディセーブルになります。2 次側では、各 MOSFET にフルブリッジ整流器があり、1 次側から供給されるロジック状態を決定するバンド・パス・アンプと復調器に電力を供給します。スルーレート・ドライバは、供給されるロジックに従って MOSFET のゲートを制御します。

アバランシェ堅牢性 MOSFET と熱を考慮したパッケージ設計により、外付け部品なしに、システム・レベルの高電位 (HiPot) スクリーニングおよび DC 高速充電器のサージ電流 (最大 2mA) に耐えることができます。TPSI2140T-Q1 デバイスに搭載されている熱アバランシェ保護 (TAP) 機能は、接合部温度を監視し、MOSFET が温度を安全な動作範囲に維持できるようにすることで、アバランシェ電流能力をさらに向上させます。

主な特長:

- 周囲動作温度 -40°C~125°Cで AEC-Q100 認定済み
- 最大 3750V_{RMS}、5300V_{DC} の容量性絶縁バリア
- 2 次側の S1 および S2 スイッチ端子の間に 1200V のスタンドオフ電圧を印加
- 沿面距離と空間距離: 8mm 以上 (1 次側 / 2 次側)
- 沿面距離と空間距離: 6mm 以上 (S1、S2 スイッチ端子間)
- 低消費電力: 9mA 未満の入力電流

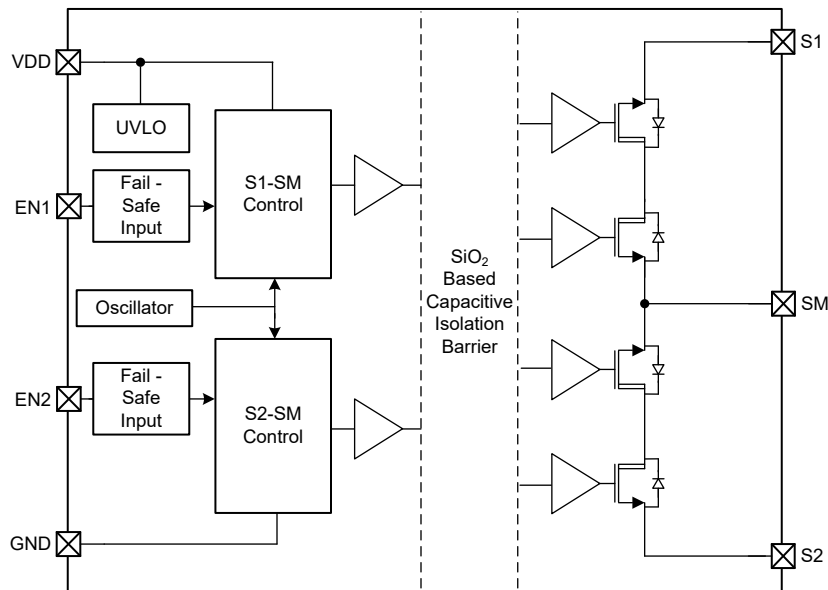


図 2-2. TPSI2140 機能ブロック図

2.2.2 AMC3330

AMC3330 は、高入力インピーダンスの完全差動高精度絶縁型アンプであり、DC/DC コンバータが内蔵されているため、低電圧側からの単一の 3.3V または 5V 電源を使用してデバイスに電源を供給できます。デバイスの入力段は、2 次デルタ・シグマ ($\Delta\Sigma$) 変調器を駆動します。 $\Delta\Sigma$ 変調器は、内部の基準電圧とクロック・ジェネレータを使用して、アナログ入力信号をデジタル・ビットストリームに変換します。ドライバ (「機能ブロック図」では TX) は、変調器の出力を、ハイサイドとローサイドの電圧ドメインを分離する絶縁膜を通過して伝達します。受信したビットストリームとクロックは同期されてローサイドの 4 次アナログ・フィルタで処理され、差動アナログ出力として供給されます。

図 2-3 は、AMC3330 ブロック図を示します。アナログ入力段の 1.2GΩ 差動入力インピーダンスは、高インピーダンスの抵抗デバイダを使用する高電圧アプリケーションで、低ゲイン誤差の信号センシングをサポートします。信号パスは二重の容量性二酸化ケイ素 (SiO₂) 絶縁バリアで絶縁されています。一方、電力絶縁は、薄膜ポリマーで分離されたオンチップ・トランスを絶縁素材として使用しています。

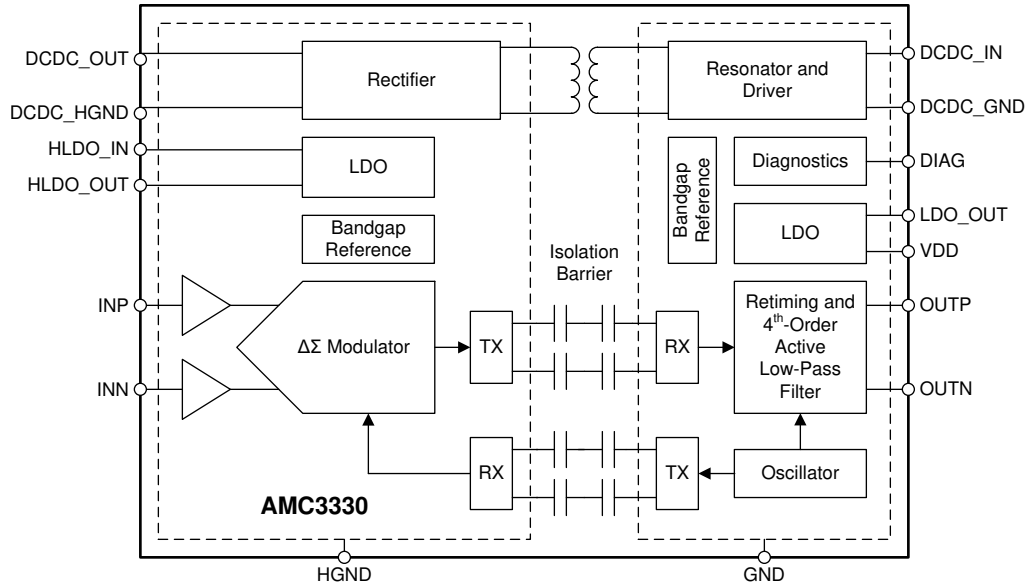


図 2-3. AMC3330 の機能ブロック図

2.2.3 TPS7A24

TPS7A24 は、18V、低静止電流、低ドロップアウト (LDO) リニア・レギュレータです。I_Q 性能が低いため、TPS7A24 はバッテリー駆動またはライン電源のアプリケーションで、ますます厳格化するスタンバイ電力規格を満たすことが期待されている場合に最適です。固定出力バージョンには、より少ない外付け部品でより高い精度を実現できるという利点があります。一方、可変バージョンは、より広い出力電圧範囲に対応できるフレキシビリティを備えています。

精度が 2% の過熱により、このデバイスは広範なマイクロコントローラ電源要件を満たすのに最適です。

信頼性を向上させるため、TPS7A24 には過電流、オーバershoot・プルダウン、サーマル・シャットダウン保護機能も組み込まれています。動作時の接合部温度は -40°C ~ +125°C であるため、動作時周囲温度が高いアプリケーションではマージンが追加されます。

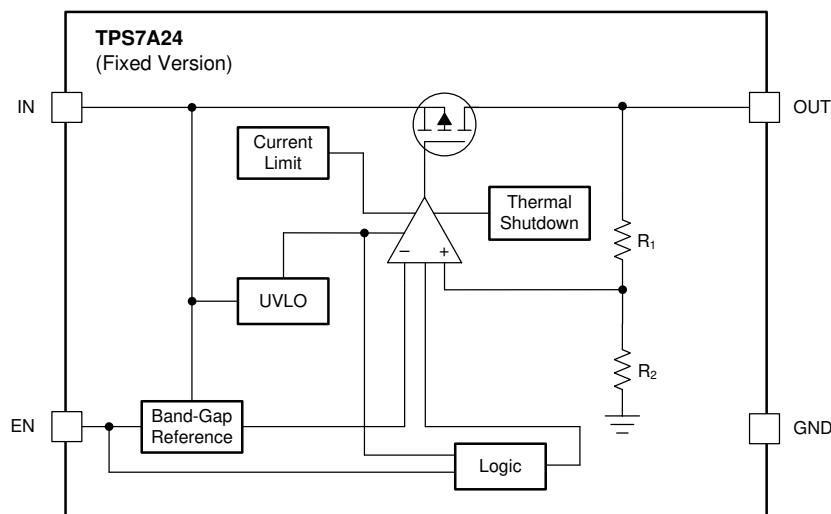


図 2-4. TPS7A24 の機能ブロック図

2.2.4 REF2033

REF20XX は、デュアル出力の V_{REF} および V_{BIAS} ($V_{REF}/2$) バンドギャップ電圧リファレンスのファミリーです。図 2-5 では、基本的なバンドギャップ・トポロジと、 V_{REF} および V_{BIAS} 出力の生成に使用される 2 つのバッファのブロック図を示します。トランジスタ Q_1 と Q_2 は、 Q_1 の電流密度が Q_2 の電流密度よりも大きくなるようにバイアスされています。2 つベース・エミッタ電圧の差 ($V_{BE1} - V_{BE2}$) は、正の温度係数を持ち、抵抗 R_5 の両端に印加されます。この電圧が増幅され、負の温度係数を持つ Q_2 のベース・エミッタ電圧に加算されます。その結果、バンドギャップ出力電圧は温度にほとんど依存しません。2 つの独立したバッファを使用して、バンドギャップ電圧から V_{REF} および V_{BIAS} を生成します。抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 のサイズは、 $V_{BIAS} = V_{REF}/2$ になるように調整されます。

集積回路 e-Trim™ は、 V_{REF} および V_{BIAS} の初期精度および温度係数に対するパッケージ・レベルのトリム手法で、プラスチック成形プロセス後の製造の最終段階で実装されます。この手法により、トランジスタのばらつきの影響や、パッケージの形成時に発生する誤差を最小限に抑えることができます。REF20xx には e-Trim が実装されており、温度ドリフトを最小限に抑え、 V_{REF} と V_{BIAS} 出力の両方の初期精度を最大限に発揮します。

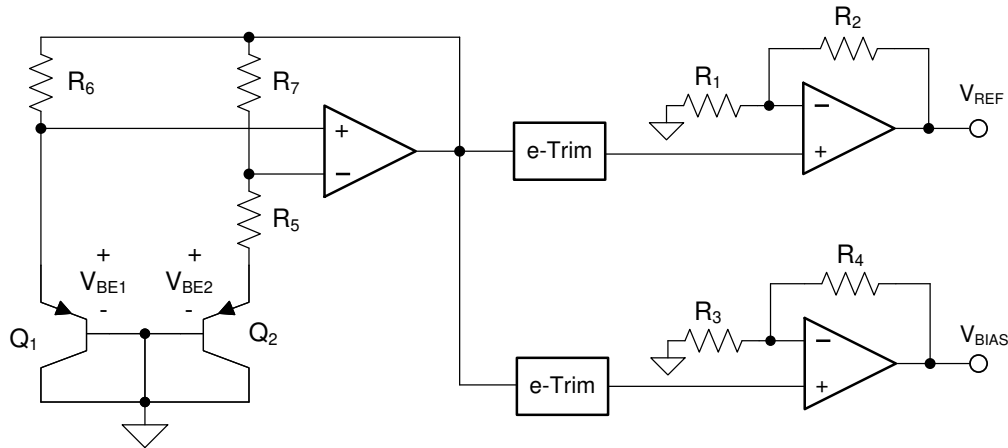


図 2-5. REF2033 の機能ブロック図

2.2.5 TLV6001

TLV600x ファミリのオペアンプは、汎用の低コスト・デバイスで、幅広いポータブル・アプリケーションに適しています。レール・ツー・レールの入出力スイング、低い静止電流、広いダイナミック・レンジから、オペアンプはサンプリング A/D コンバータ (ADC) や他の単一電源アプリケーションの駆動に最適です。

2.3 設計上の考慮事項

本章では、このリファレンス・デザインのさまざまなサブモジュールについて述べ、部品選定における検討事項と回路設計のプロセスについて説明します。

2.3.1 抵抗式ブリッジ

セクション 1 で説明したように、絶縁回路と高電圧バス監視回路が回路図とプリント基板 (PCB) に実装されています。絶縁抵抗とリーク電流を測定するハードウェアは、一時的な絶縁ブレイク回路を使用して構築されています。

図 2-6 は、 R_{stP} が R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 、 R_7 、 R_9 、 R_{10} 、 R_{11} 、 R_{12} 、および R_{13} で構成され、 R_{stN} は R_{29} 、 R_{30} 、 R_{31} 、 R_{32} 、 R_{28} 、 R_{22} 、 R_{23} 、 R_{24} 、 R_{25} 、および R_{20} で構成され、 R_{inAMC} は R_{15} に実装されています。これらの抵抗は、公差が小さく、信頼性が高く、抵抗の温度係数 (TCR) が低いため、薄膜抵抗が選択されます。抵抗値の偏差は、インターロックのリーク電流と絶縁抵抗の計算の誤差に影響を及ぼします。最大電圧ストレスを低減し、抵抗あたりの最大消費電力を制限するために、複数の抵抗が選択されます。

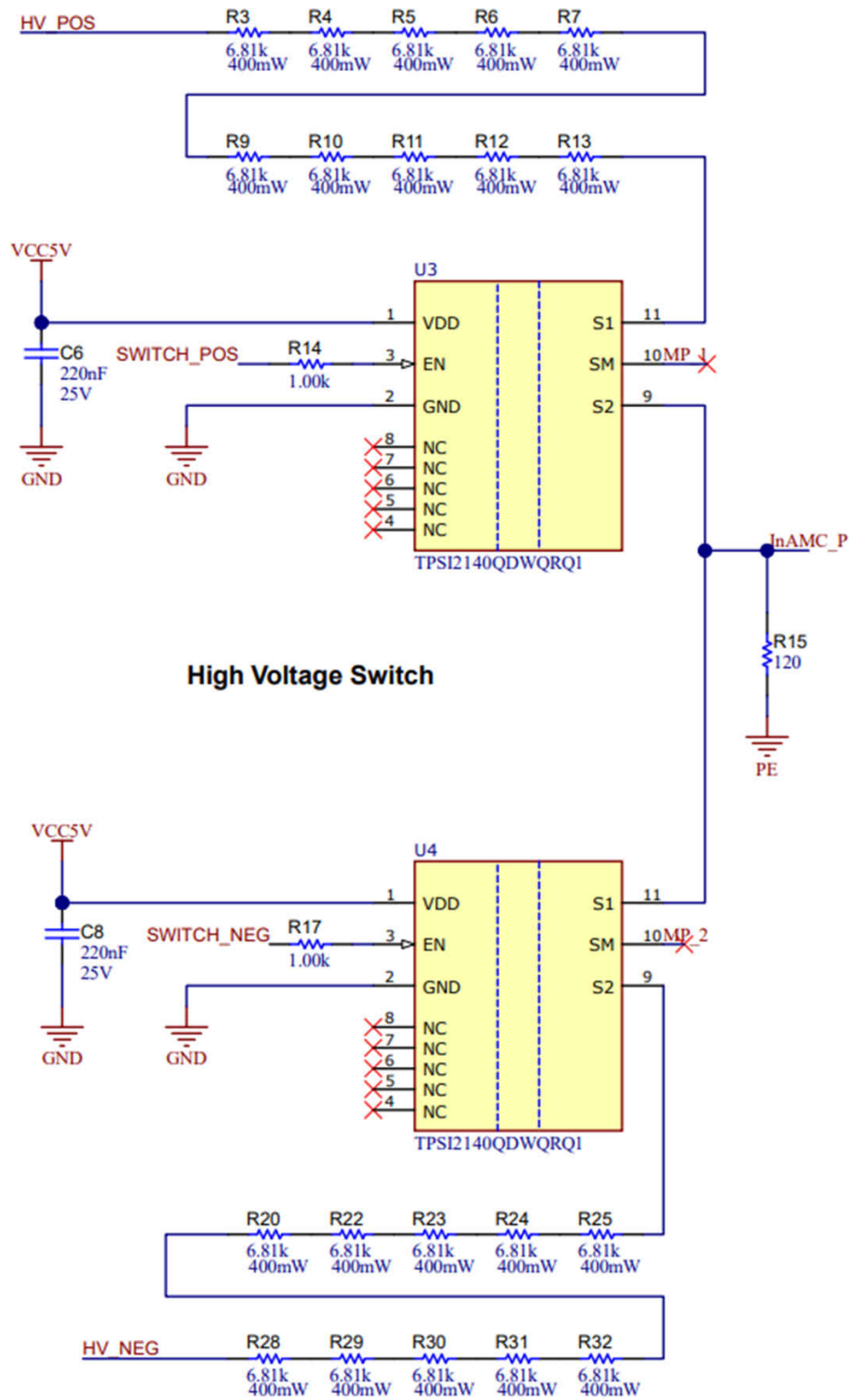


図 2-6. 回路図高電圧抵抗ブリッジ

DC 高速チャージャは、オンボードのバッテリー・チャージャをバイパスして、400V または 800V のバッテリー管理システムに電力を供給します。逆に、ストリング・インバータでは、PV ストリング・パネルからの DC ラインは最大 1kV になります。

図 2-6 に示す抵抗性ブリッジは、400V アプリケーション用に設計されています。ワーストケースの状況では、 R_{stP} と R_{inAMC} によって形成される抵抗デバイダの両端の絶縁電圧は、バス電圧 400V に等しくなります。

式 17 に示すように、 $R_{stP} = 68.1k\Omega$ および $R_{RinAMC} = 120\Omega$ の値を選択すると、AMC3330 の最大入力電圧は 0.7V になります。

$$V_{inAMC} = V_{BUS} \times \frac{R_{inAMC}}{R_{inAMC} + R_{stP}/N} \quad (17)$$

抵抗性ブリッジを流れる電流と絶縁容量によって、絶縁電圧の遅延時間が決まります。詳細については、[セクション 1.2](#) を参照してください。

2.3.2 絶縁型アナログ・シグナル・チェーン

信号チェーンの最初の部分である AMC3330 は測定電圧を増幅し、高電圧からシステムを保護するために必要な絶縁バリアを提供します。AMC3330 の $\pm 2.05V$ 差動出力信号は、[セクション 2.3.2.1](#) に示すように、TLV6001 を差動アンプ構成で使用して、信号エンドの 0V~3.3V 信号に変換されます。

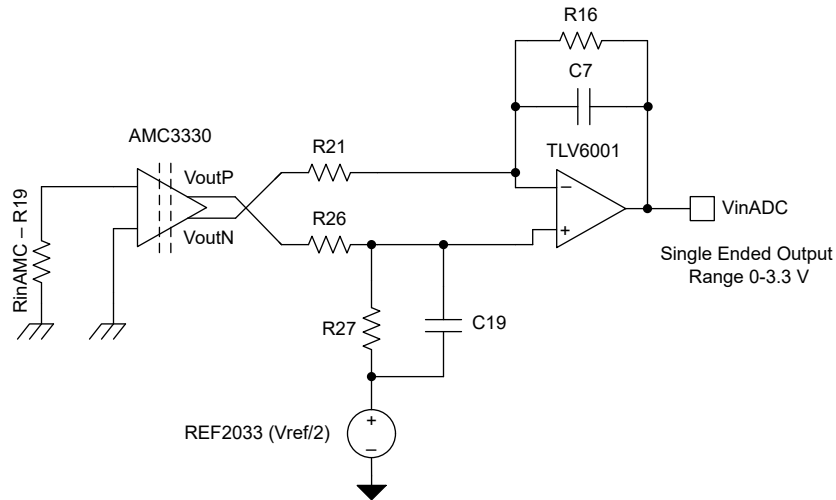


図 2-7. 絶縁型アナログ・シグナル・チェーン

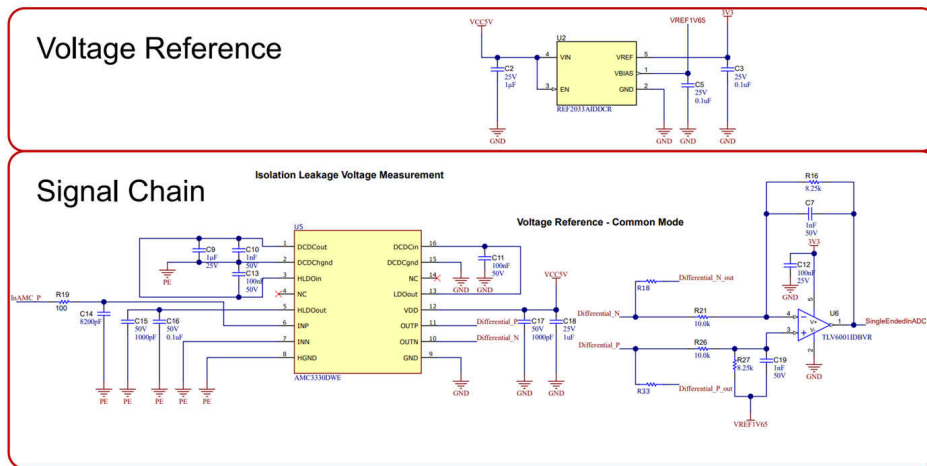


図 2-8. 回路図絶縁型アナログ・シグナル・チェーン + リファレンス

差動→シングルエンド変換の出力電圧は、C2000 マイコンの内蔵 ADC に供給されます。ADC で測定された電圧は、式 18 を使用して絶縁電圧に戻すことができます。

$$V_{\text{絶縁}} = \frac{V_{\text{inADC}} - V_{\text{ref}}}{\text{Gain}_{\text{diff2single}}} \times \frac{R_{\text{inAMC}} + R_{\text{st}}}{R_{\text{inAMC}}} \times \frac{1}{\text{Gain}_{\text{AMC}}} \quad (18)$$

ここで、

- $V_{\text{isolation}}$ は監視対象の実際の絶縁電圧です
- V_{inADC} は、ADC の入力時の電圧です
- V_{ref} は REF2033 から供給される 1.65V 電圧リファレンスです
- $\text{Gain}_{\text{diff2single}}$ は、セクション 2.3.2.1 で説明されているように、抵抗デバイダで設定される差動→シングルエンド・ゲインです
- Gain_{AMC} は AMC3330 のゲインであり、2.0 の固定ゲインです
- R_{st} はスイッチト抵抗性ブリッジの等価抵抗 ($R_{\text{stP}} = R_{\text{stN}} = R_{\text{st}}$) です
- R_{inAMC} は、AMC3330 の入力に対するスケールダウン絶縁電圧を供給する抵抗です

2.3.2.1 差動→シングルエンド変換

すでに説明したように、絶縁バリアをまたぐ AMC3330 を使用して絶縁電圧を監視します。AMC3330 の出力は完全差動アナログ信号で、1.44V の同相電圧を中心とする OUTP ピンおよび OUTN ピンで構成され、スタンドアロンの A/D コンバータ (ADC) に直接供給できます。

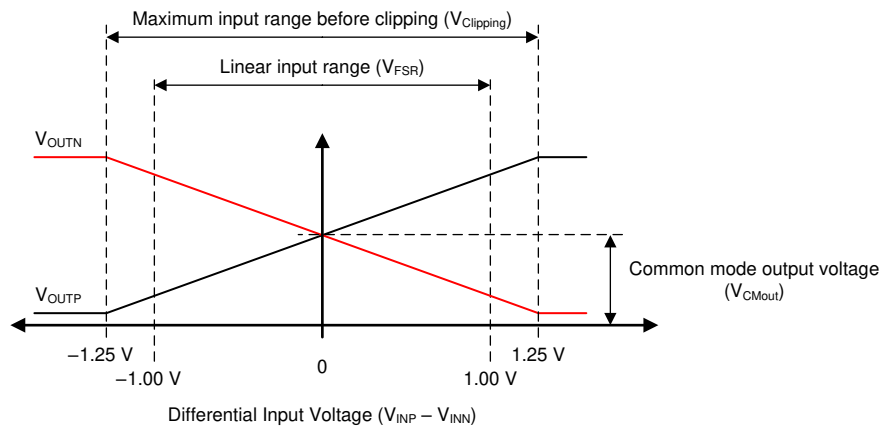


図 2-9. AMC3330 の出力動作

MSP430 および C2000 プロセッサ・ファミリには、シングルエンド入力 ADC が組み込まれています。図 2-10 に示す差動→シングルエンド・アンプ出力段を追加すると、AMC3330 の出力範囲全体を 3.3V の範囲に変換できます。この範囲は、シングルエンドの組み込み ADC 向けに設計されています。信号範囲は増幅され、同相電圧は、REF2033 から供給される 1.65V を使用して ADC 範囲の半分に設定されます。

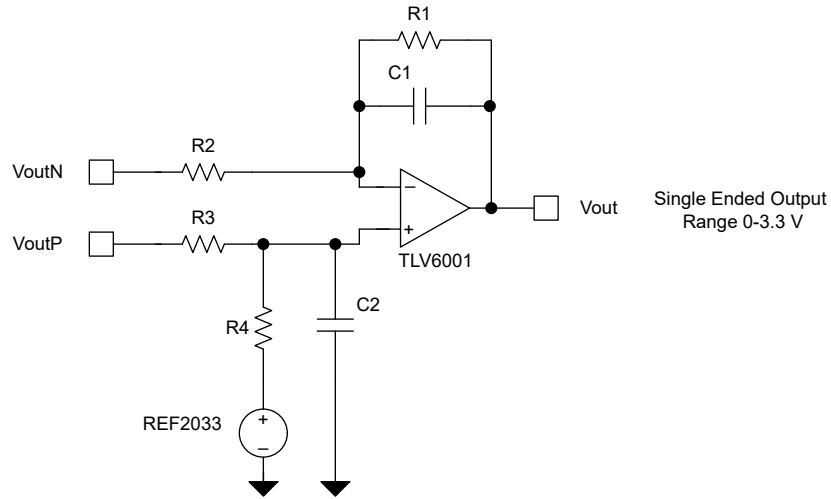


図 2-10. 差動→シングルエンド変換 – 出力 AMC3330

R1 = R4 および R2 = R3 の場合、式 19 は、差動→シングルエンド変換の動作を表します。

$$V_{out} = V_{outP} \times \frac{R4}{R3} - V_{outN} \times \frac{R1}{R2} + V_{ref} \quad (19)$$

コスト重視システム向けの TLV6001 オペアンプはこの目的で使用しています。テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプ・ファミリのシングルエンドへの差動出力変換の詳細については、『[差動出力 \(絶縁型\) アンプからシングルエンド入力 ADC への接続](#)』アプリケーション・ブリーフを参照してください。

AMC3330 の最大出力電圧スイングは $\pm 2V$ です。これは、 $0V \sim 3.3V$ のシングルエンド信号に変換する必要があります。したがって、R1/R2 と R4/R3 の比で 0.825 のゲインを設定します。同相電圧 1.65V は、REF2033 電圧リファレンスの $V_{ref}/2$ 出力で設定されます。

2.3.2.2 高電圧測定

絶縁リーク電流と絶縁バリア抵抗を計算するには、高いバス電圧値が必要です。バス電圧監視は絶縁監視 AFE のオプション機能であり、低電圧分配システムの場合と同様、ループ補償機能のためにバス電圧が監視されます。絶縁監視機能がスタンドアロン設計ではなく、アナログ・フロント・エンドが電力変換段またはシステムの中央ユニットに統合されている場合、バス電圧監視機能を複製する必要はありません。

TIDA-01541 などのリファレンス・デザインでは、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプを使用してこれらの測定を行います。新しい AMC3330 は、HV 測定用に特別に設計されています。このデバイスは、強化絶縁、高入力インピーダンス、2V 入力範囲、内蔵 DC/DC を実現し、高温側の外部電源を回避するためです。

図 2-11 に示すように、 $R_{inAMC,DC}$ (R47) 監視抵抗は、高抵抗値の分圧器ネットワーク (R34、R35、R36、R37、R38、R39、R41、R42、R43) に対して直列に配置されています。電圧測定は、AMC3330 のフローティング・グランドを使用していきます。AMC3330 は $\pm 1V$ の双方向信号を測定できます。EVSE およびソーラー・ストリング・インバータでは、バス電圧は正の範囲のみです。したがって、AMC3330 の使用可能範囲は +1V です。シャント抵抗の電圧降下が最大バス電圧で 1V 以下になるように、分圧器ネットワークを選択する必要があります。TLV6001 デバイスは、信号範囲を増幅し、シングルエンド出力を MCU またはロジック・インターフェイスに供給するために使用されます。詳細については、[セクション 2.3.2.1](#) を参照してください。

式 20 は、バイアス電流またはオフセット電圧の影響を考慮しない単純な式であり、測定値の偏差につながる可能性があります。

$$HV_{Bus} = \frac{V_{Out,DC}(TLV6001) \times (R_{\text{番号},DC} + R_{inAMC,DC})}{R_{inAMC,DC} \times Gain_{AMC3330} \times Gain_{Dif2Sing,DC}} \quad (20)$$

ここで、

- $V_{Out,DC}(TLV6001)$ は、バス電圧測定パス内の TLV6001 の出力から ADC または関連デバイスによって測定される出力電圧です
- $R_{ST,DC}$ は、直列抵抗の正から負のバス電圧の合計です
- $Gain_{AMC3330}$ は、AMC3330 内部回路のゲインです
- $Gain_{Dif2Sing,DC}$ は TLV6001 回路の外部抵抗によって設定されるゲインです

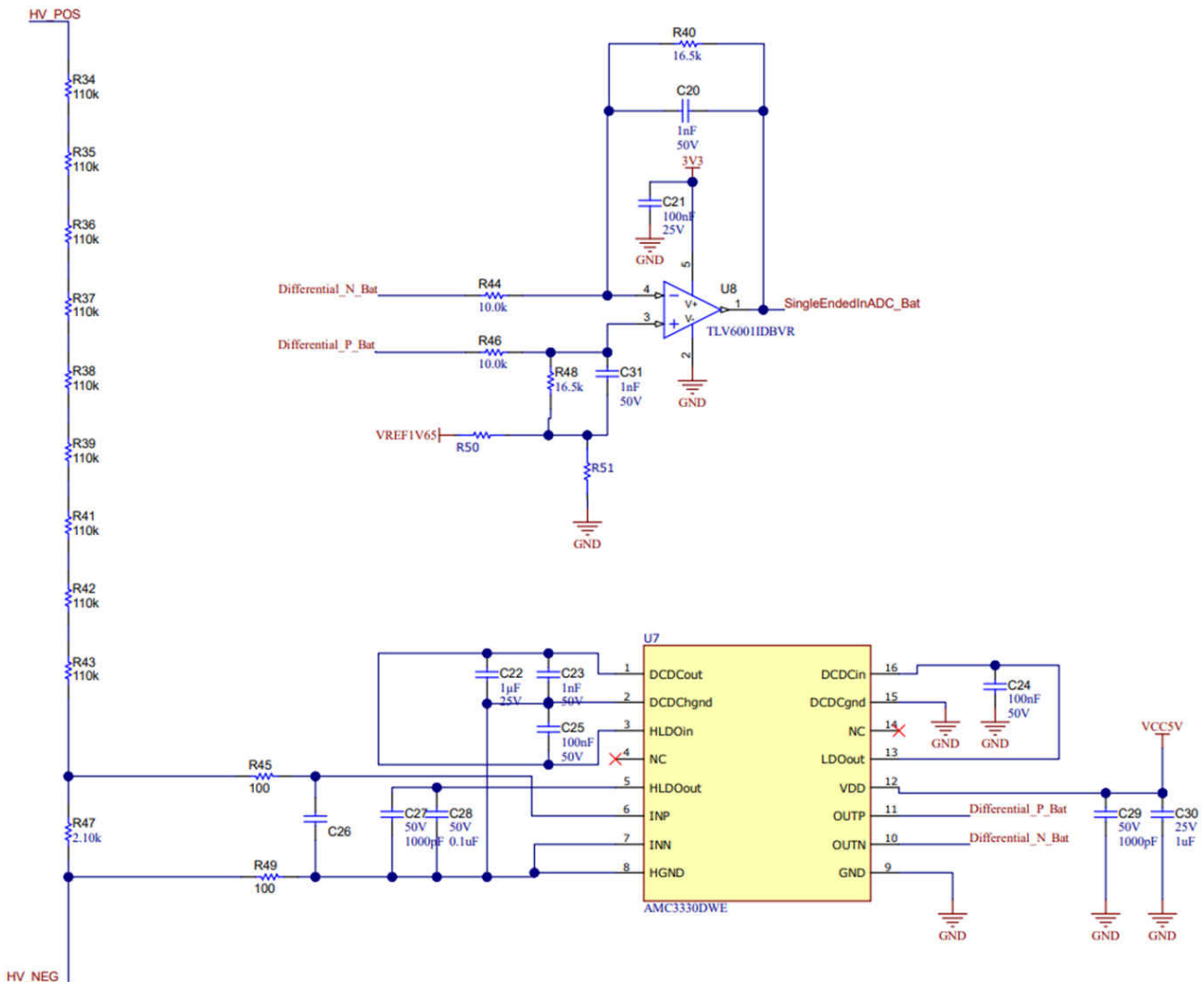


図 2-11. 回路図高電圧バス監視

AC 非接地システムの絶縁監視を可能にするため、このリファレンス・デザインは、REF2033 $V_{ref}/2$ を同相電圧として差動→シングルエンド変換にもたらすオプションを提供します。したがって、AC ライン・システムで評価を行う場合、ジャンパを使用して設計を同相電圧にシフトアップし、ADC の入力側に波形の負の側を配置できます。ユーザーは、それによって同相電圧リファレンス・ジャンパと抵抗のゲインを変更することで、AC システムで評価を行うことができます。

2.3.2.3 シグナル・チェーン・エラー解析

この調整は、計算ツール **絶縁型アンプ電圧センシング Excel** カリキュレータを使用して実行できます。このツールでは、ゲイン誤差とドリフト、オフセット誤差とドリフト、非線形性ドリフトを考慮して、温度範囲全体にわたるワーストケースの詳細な誤差分析を行うことができます。誤差分析は出力を基準としていることに注意してください。

信号チェーンの主な誤差の原因は、AMC3330 の抵抗の許容誤差、ゲイン誤差とオフセット誤差、および差動→シングルエンド変換回路のゲイン誤差とオフセット誤差です。リファレンス・デザイン・ページには、TIDA-010232 固有のワーストケース誤差計算に関する Excel シートがもう 1 つ掲載されています。このシートでは、シグナル・チェーン内の各パラメータの絶対ワーストケースを想定し、これらの組み合わせにより最悪の精度を実現しています。セクション 3.5 に示すように、実際の測定精度はほとんどの場合、ワーストケースの想定よりも優れています。

より高い精度が必要な場合、TLV6001 ピン互換 OPA320 ($V_{\text{offset}} 0.15\text{mV}$) などの高精度オペアンプを差動→シングルエンド変換に使用できます。精度をさらに向上させるために、C2000 マイコンの内蔵 ADC ではなく、専用の差動入力 ADC を選択することで、差動→シングルエンド変換を削除できます。

2.3.3 PE 喪失検出

多くのシステムでは、PE と絶縁監視デバイスの接続のテストが必須です。その理由は、PE 接続が失われた場合、スイッチイン測定分岐を流れる電流がなく、AMC3330 の入力に電圧が印加されないためです。これは、無限の絶縁抵抗と解釈され、図 2-12 に示すように絶縁のブレークダウンが検出できなくなります。

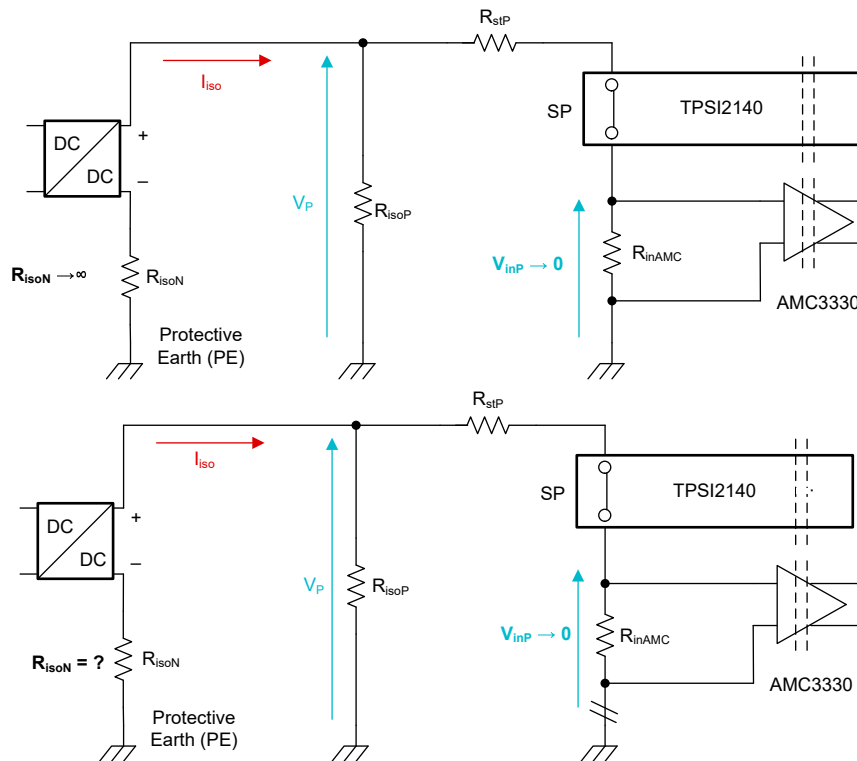


図 2-12. PE 接続喪失の問題

接続の喪失を避けるため、PE 接続の喪失を検出する方法を実装します。

図 2-13 に示すように、低 $\text{M}\Omega$ 範囲で DC+ と PE および DC- と PE 間に既知の 2 つの抵抗を追加することで、このような方法を実装できます。

注

これらの追加抵抗は、PE と個別に接続する必要があります。

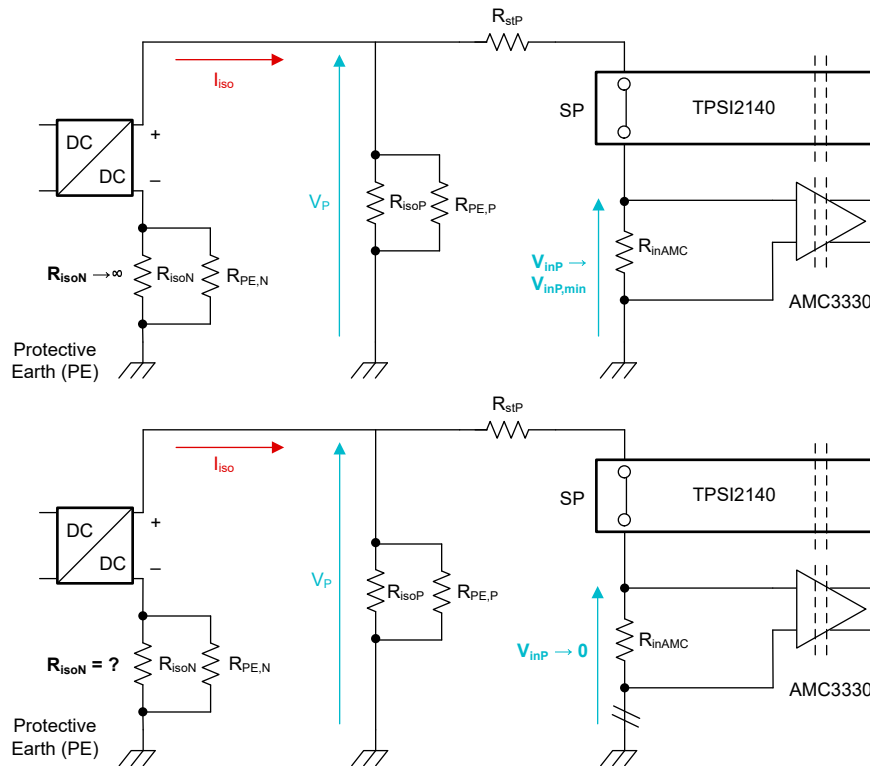


図 2-13. PE の損失を検出するため抵抗を追加した等価回路

これらの抵抗は、寄生絶縁抵抗と並列に配置されているため、絶縁抵抗の上限値が制限されます。絶縁抵抗が固定されているため、AMC3330 の入力電圧は、PE 接続が有効な場合にのみ特定の値を下回ることができます。

DC+ から PE へ、および DC- から PE への追加抵抗により、残りの絶縁抵抗の計算をそれに応じて調整する必要があります。R_{isoN} および R_{isoP} の元の式 13 および式 14 を使用して R_{isoP} || R_{PE,P} および R_{isoN} || R_{PE,N} の並列抵抗を計算できるようになりました。R_{isoN} および R_{isoP} の値は、式 21 および式 22 を使用して計算できます。

$$R_{isoN} = \frac{R_{PE,N} \times (R_{isoN} || R_{PE,N})}{(R_{PE,N} - (R_{isoN} || R_{PE,N}))} \quad (21)$$

$$R_{isoP} = \frac{R_{PE,P} \times (R_{isoP} || R_{PE,P})}{(R_{PE,P} - (R_{isoP} || R_{PE,P}))} \quad (22)$$

DC ラインと PE の間に永続的に高抵抗値の抵抗を接続できない場合は、別のペアの TPSI2140 絶縁スイッチを追加することもできます。この場合、PE 喪失の検出のため追加の抵抗を切断することもできます。

2.3.4 AC ラインの絶縁監視

このリファレンス・デザインは 2ms 未満で測定できるため、50Hz および 60Hz の AC 信号でも絶縁抵抗を測定できます。この場合、[図 2-14](#) に示すように、正弦波電圧の最大値に近い値で測定を開始します。AC ライン電圧を継続的に測定し、絶縁監視測定を開始するトリガを設定します。たとえば、AC ラインの既知のピーク電圧の 95% は、電圧が最大値に近い値のため、正確な結果につながります。[図 2-14](#) は AC ライン電圧を緑色で示し、絶縁監視に必要な 2 つの測定期間は黄色色の波形で High レベルで示されています。

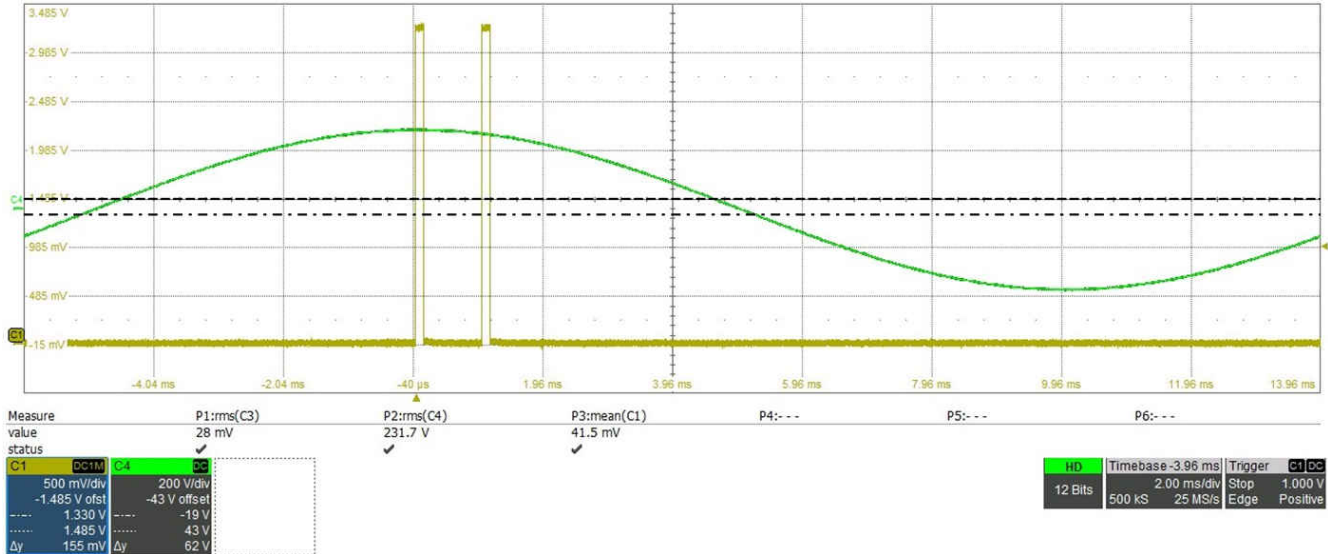


図 2-14. AC ラインの絶縁監視

正確な結果を得るには、L1 と PE の間、または N と PE の間の寄生容量を 5nF 未満にする必要があります。

2.3.5 PCB レイアウトに関する推奨事項

絶縁リーク電流測定用の PCB レイアウトは、設計で選択した要件と部品に基づいている必要があります。

- システムの高電圧セクションには、HV の正電圧、HV の負電圧、または PE へのポリгонを配置しないでください。
- HV の正電圧、HV の負電圧、PE 間の絶縁に必要な沿面距離と空間距離を維持します。
- 絶縁を維持し、PCB、湿度、または液体による低抵抗値のパスを許容しないように、薄膜抵抗を直列または直列の並列の組み合わせに配置します。これらはすべて、PCB 上で発生する可能性があります。
- デバイスのデータシートに記載されている絶縁部品 (AMC3330 および TPSI2140) に必要な沿面距離と空間距離を維持します。
- ノイズを最小限に抑えるため、リレーや電源スイッチング部品からのノイズを避けるため、アナログ・ラインを配置するときは注意が必要です。
- 部品のデータシートに従って、レイアウトでの EMC の問題を最小限に抑えます。

図 2-15 に PCB レイアウトの推奨事項を示します。

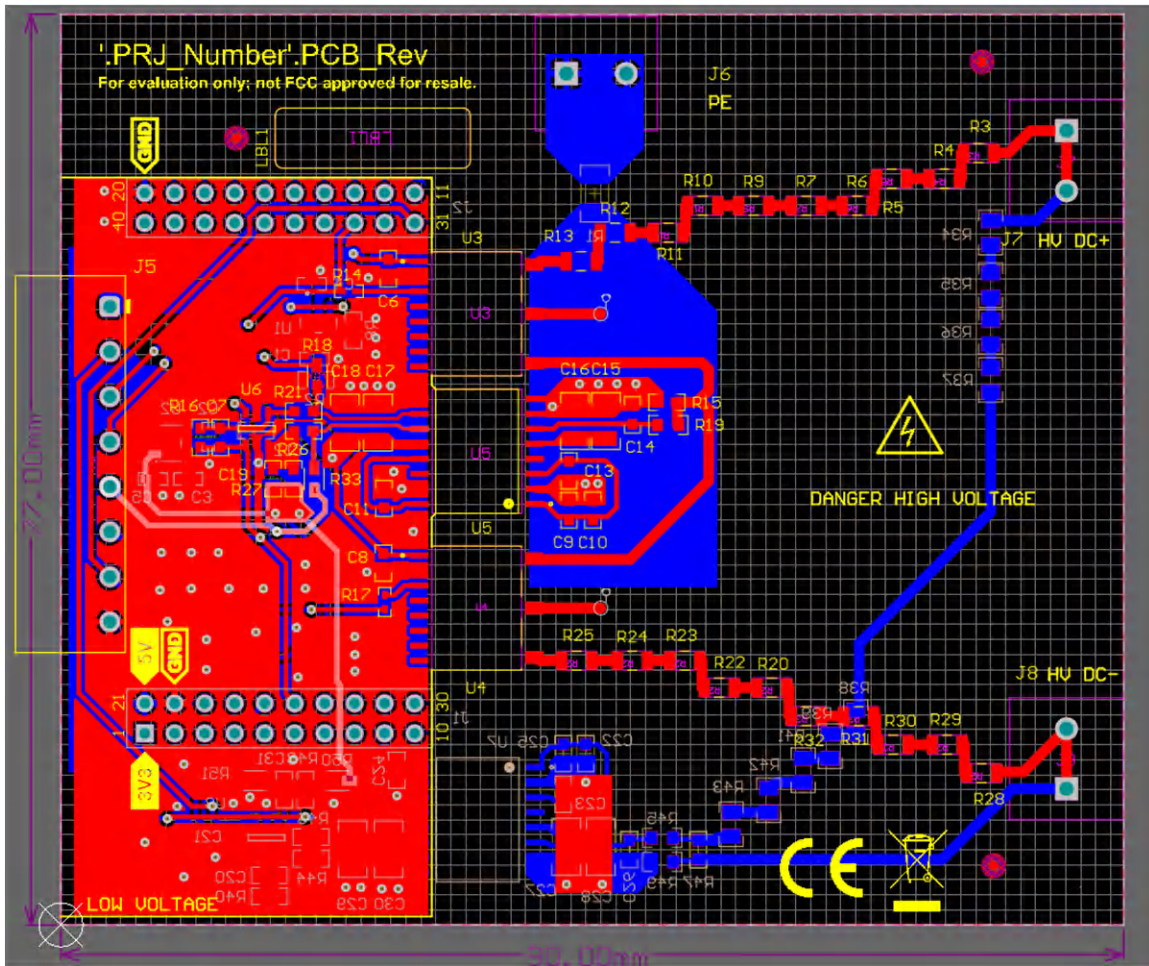


図 2-15. レイアウトに関する推奨事項 - 沿面距離

3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

3.1 ハードウェア要件

3.1.1 コネクタ

表 3-1 に、コネクタの割り当てとジャンパ設定の概要を示します。

公称 5V の入力電圧は、LAUNCHXL-F280049C から J7 BoosterPack™ プラグイン・モジュール経由で供給するか、J1 コネクタ経由で 5~12V の代替電源を供給して、TPS7A2401 が 5V のポイント・オブ・ロードを供給できるようにします。

3.1.2 デフォルトのジャンパ設定

TIDA-010232 基板を使用する前に、正しいジャンパ設定が適用されていることを確認してください。表 3-1 にデフォルトのジャンパ設定を示します。

表 3-1. ジャンパ設定

ヘッダ	ジャンパ設定
R18 および R33	LAUNCHXL-F280049C の 12 ビット ADC よりも高い分解能で完全差動入力 ADC を使用して絶縁電圧をサンプリングする場合、このジャンパを挿入して AMC3330 の差動出力を J1 コネクタに供給できます。
R50	このジャンパを挿入して、高電圧バス監視用の差動→シングルエンド変換で REF2033 電圧リファレンスを同相電圧として有効にします。負の符号側信号が存在する AC バス監視に特化しています。R51 ジャンパが同時に配置されておらず、抵抗 R40、R44、R46、R48 が差動→シングル目標ゲインに応じてサイズ調整されていることを確認します。

3.1.3 前提条件

表 3-2 のハードウェア機器は、TIDA-010232 リファレンス・デザインの評価に必要です。

表 3-2. 前提条件

機器	備考
高電圧 DC 電源	1A 以上の出力電流に対応する 400V 出力電源ブリック
大電力定格抵抗	絶縁バリアの遮断をシミュレートします。これらの大電力定格抵抗は、400V を超えるテスト電圧に耐える必要があります
TIDA-010232 ハードウェア	セクション 3.1.2 に基づくデフォルトのジャンパ設定
LAUNCHXL-F280049C	C2000™ リアルタイム・コントローラ TMS320F280049C デバイスを搭載した LaunchPad 開発キット
LAUNCHXL-F280049C に接続するための Micro-USB ポート	LaunchPad 開発キットとコンピュータ間の操作用

3.2 ソフトウェア要件

- Code Composer Studio™ IDE (統合開発環境)
- サンプル・コードは TIDA-010232 ツール・フォルダにあります

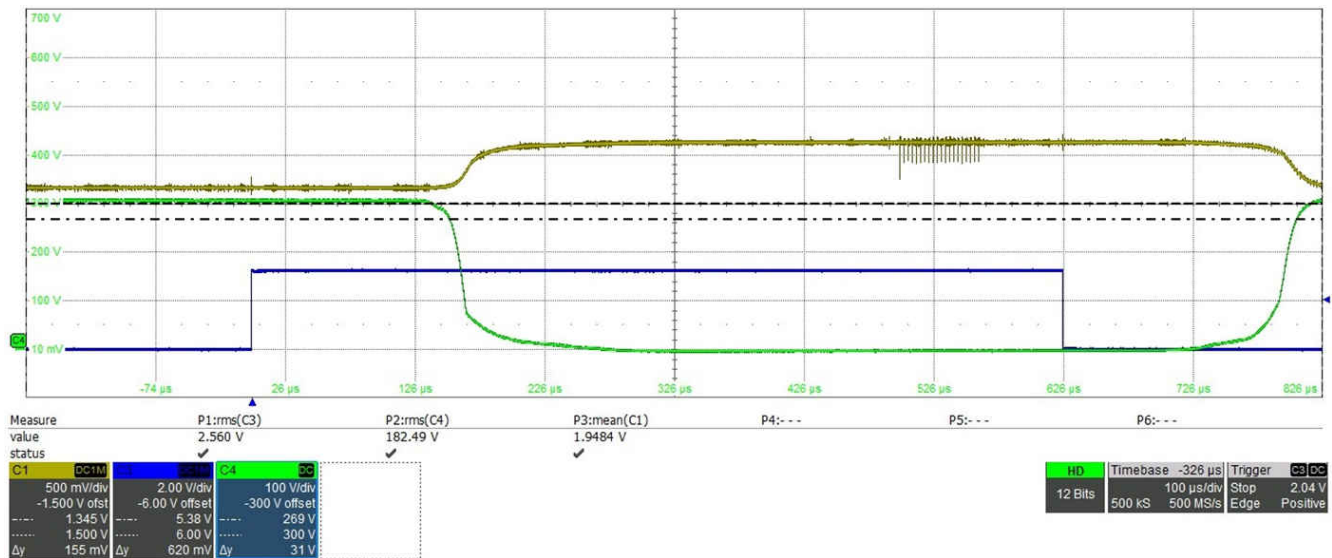
3.3 ソフトウェア

表 3-3 はソフトウェア・フローの詳細を示します。

表 3-3. ソフトウェア・フローとタイミング

STEP	時間 (μs)	備考
基板の初期化	2929	電源投入後 1 回
SP + ADC 電圧セリングを閉じる	500	スイッチ SP を閉じる時間と ADC 入力電圧が安定するまでの遅延時間 500μs。容量性負荷に応じて、この時間を調整する必要があります (セクション 1.2 を参照)。
$V_{iso,P}$ および $V_{DC,P}$ を測定する	126	ノイズを最小化するため、両方の電圧はインターリーブおよび平均化の 20 倍の値で測定されます
SP を開き SN を閉じる	400	開始 SP と終了 SN の間に 400μs の遅延が実装されています。
ADC の電圧セリング	500	ADC 入力電圧が安定するまでの遅延は 500μs。容量性負荷に応じて、この時間を調整する必要があります (セクション 1.2 を参照)。
$V_{iso,N}$ および $V_{DC,N}$ を測定する	126	ノイズを最小化するため、両方の電圧はインターリーブおよび平均化の 20 倍の値で測定されます
$R_{iso,P}$ および $R_{iso,N}$ を計算する	13	$R_{iso,P}$ および $R_{iso,N}$ の最終計算

ソフトウェアの初期化には約 3ms を要し、電源投入後に 1 回完了する必要があります。その後の絶縁抵抗の測定には、それぞれ 1.7ms を要します。この高速測定時間は、従来のリレーと比較して、TPSI2140 を使用して測定パスでスイッチングを行う場合の大きな利点の 1 つです。TPSI2140 のスイッチング動作と ADC 入力での電圧セリングを図 3-1 に示します。



青: イネーブル信号、緑: TPSI2140 の両端間の電圧、黄: ADC 入力での電圧

図 3-1. TPSI2140 のスイッチング動作と ADC 入力電圧

3.4 テスト構成

400V と 800V のテストでは、基板の実装方法が異なります。

- 400V:
 - $R_{stP} = R_{stN} = 68.1k\Omega$
 - $R_{inAMC} = 120\Omega$
- 800V:
 - $R_{stP} = R_{stN} = 280k\Omega$
 - $R_{inAMC} = 250\Omega$
- スイッチイン抵抗性分岐に使用されるすべての抵抗は 0.1% の抵抗です
- R_{isoN} と R_{isoP} は、DC+ と PE および DC- と PE 間の HV 抵抗によりシミュレーションされます。
- R_{isoP} および R_{isoN} の測定値は、Code Composer Studio の式ウィンドウから読み出すことができます

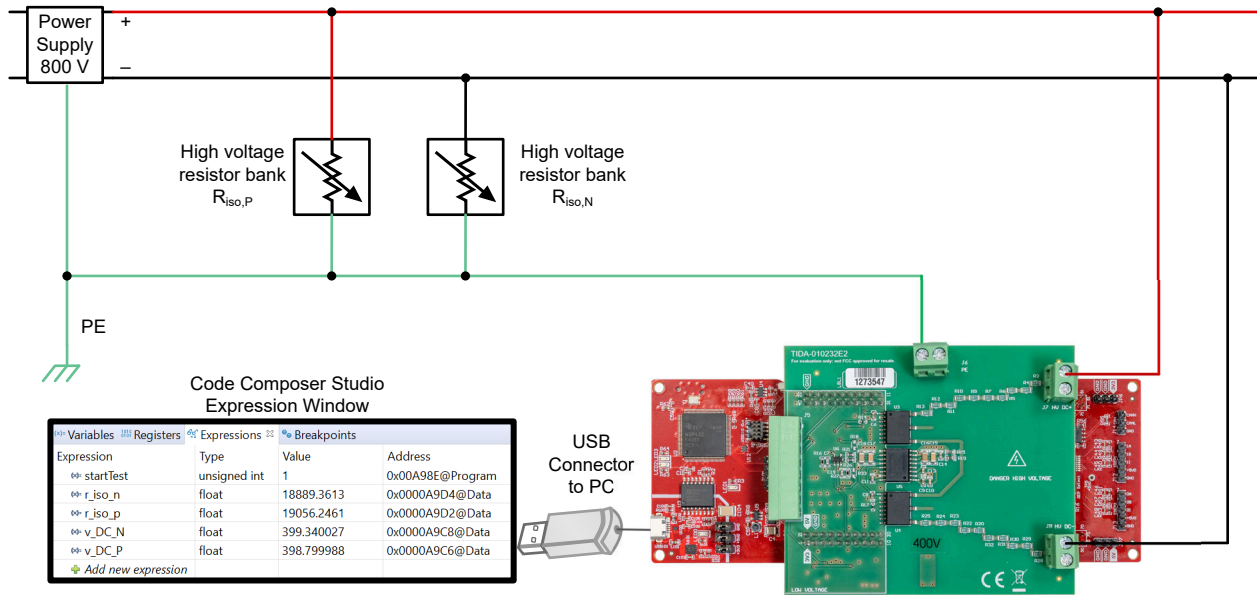


図 3-2. テスト構成

3.5 テスト結果

図 3-3 および図 3-4 に、400V および 800V テストの相対誤差を示します。表内の各色の方式は、緑から黄色、赤への変化は相対誤差が小さいことを示しており、測定範囲のさまざまな領域で性能を示すために使用されます。このテスト結果は、絶縁フォルトを検出する必要がある 20kΩ~200kΩ の重要な範囲で、測定精度が最善であることを示しています。絶縁抵抗の値が大きいくほど、特に 1MΩ を上回る精度は低下します。この範囲では、絶縁はフォルトおよび警告レベルをはるかに上回るため、精度の低下は問題になりません。このため、このリファレンス・デザインの実際のソフトウェアは 1MΩ を超える値を返しません。1MΩ を超える抵抗を示すすべての計算結果が 1MΩ に設定されています。次の表の測定では、この機能は無効になっています。

TIDA-010232 400V Accuracy									
Board Configuration: 400 V									
RisoN Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	3.63%	2.62%	2.55%	1.15%	0.92%	1.85%	1.42%	2.36%
60 kΩ	60143	1.80%	2.07%	1.59%	1.83%	1.34%	1.51%	1.12%	1.62%
100 kΩ	102013	2.48%	1.81%	1.63%	1.77%	1.50%	1.72%	1.48%	1.37%
200 kΩ	214063	2.63%	1.78%	1.90%	0.91%	1.00%	1.65%	0.95%	1.40%
400 kΩ	422843	10.05%	2.41%	1.92%	2.08%	1.22%	1.37%	1.04%	1.53%
600 kΩ	616863	11.84%	3.52%	2.79%	3.14%	2.10%	1.68%	1.38%	3.06%
1000 kΩ	1022243	13.96%	6.56%	7.82%	5.52%	5.14%	5.40%	4.13%	5.61%
5000 kΩ	5072243	41.52%	28.14%	20.05%	19.49%	18.04%	11.24%	22.45%	16.37%
RisoP Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	2.03%	0.84%	0.16%	3.78%	11.13%	5.71%	19.34%	19.58%
60 kΩ	60143	0.16%	0.33%	0.39%	0.01%	4.30%	5.17%	10.43%	49.35%
100 kΩ	102013	0.10%	0.13%	0.65%	0.98%	2.19%	4.85%	8.50%	42.63%
200 kΩ	214063	0.24%	0.21%	0.44%	1.51%	1.65%	3.20%	4.10%	57.29%
400 kΩ	422843	0.75%	0.32%	0.40%	1.33%	2.85%	1.62%	4.39%	36.44%
600 kΩ	616863	0.80%	0.31%	0.59%	0.78%	1.81%	2.96%	3.89%	42.54%
1000 kΩ	1022243	0.05%	0.44%	0.17%	1.22%	1.20%	2.75%	4.04%	36.89%
5000 kΩ	5072243	0.17%	0.37%	0.55%	0.77%	1.15%	3.15%	4.76%	23.33%

図 3-3. 400V の精度テスト

TIDA-010232 800V Accuracy									
Board Configuration: 800 V									
RisoN Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	5.76%	1.28%	0.76%	0.94%	1.36%	2.20%	1.61%	1.54%
60 kΩ	60143	6.03%	1.67%	1.12%	0.06%	0.02%	0.20%	0.24%	0.57%
100 kΩ	102013	0.18%	3.51%	1.79%	0.67%	0.57%	0.62%	0.35%	0.03%
200 kΩ	214063	1.20%	3.24%	2.81%	1.90%	1.24%	1.48%	0.91%	0.72%
400 kΩ	422843	1.25%	0.87%	0.47%	1.12%	1.78%	1.50%	1.72%	1.17%
600 kΩ	616863	5.33%	0.31%	0.27%	0.93%	1.73%	1.49%	1.54%	1.67%
1000 kΩ	1022243	3.94%	0.48%	0.64%	0.10%	0.70%	0.51%	1.23%	1.60%
5000 kΩ	5072243	15.60%	10.67%	3.79%	1.07%	3.01%	2.67%	0.45%	1.46%
RisoP Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	5.08%	0.46%	0.21%	2.08%	6.08%	6.60%	12.77%	48.36%
60 kΩ	60143	4.91%	0.73%	0.82%	0.94%	0.89%	2.53%	3.41%	29.62%
100 kΩ	102013	0.78%	2.16%	1.25%	1.21%	0.27%	0.31%	1.52%	16.39%
200 kΩ	214063	0.14%	0.48%	1.42%	1.90%	0.05%	1.30%	0.41%	6.27%
400 kΩ	422843	1.52%	0.72%	0.12%	0.20%	0.06%	0.13%	0.57%	6.81%
600 kΩ	616863	0.75%	0.66%	0.17%	0.46%	0.02%	0.39%	0.32%	0.28%
1000 kΩ	1022243	2.40%	0.12%	0.23%	0.03%	0.45%	0.35%	0.03%	1.64%
5000 kΩ	5072243	0.09%	0.56%	0.03%	0.48%	0.17%	0.21%	1.29%	4.69%

図 3-4. 800V の精度テスト

4 設計とドキュメントのサポート

4.1 設計ファイル

4.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010232](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.1.2 BOM

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010232](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.2 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『[TPSI2140-Q1 絶縁型スイッチ、1.4kV FET 内蔵](#)』データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、『[AMC3330 DC/DC コンバータ内蔵、高精度、±1V 入力、強化絶縁型アンプ](#)』データシート
3. テキサス・インスツルメンツ、『[TPS7A24 200mA、18V、超低 I_Q、低ドロップアウト電圧レギュレータ](#)』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『[REF20xx 低ドリフト、低消費電力、デュアル出力、VREF および VREF/2 電圧リファレンス](#)』データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、『[TLV600x 低電力、レール・ツー・レール入出力、1MHz オペアンプ、低コスト・システム用](#)』データシート

4.3 サポート・リソース

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

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

4.4 商標

TI E2E™, BoosterPack™, LaunchPad™, e-Trim™, and Code Composer Studio™ are trademarks of Texas Instruments.

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

Andreas Lechner は、テキサス・インスツルメンツのグリッド・インフラおよび再生可能エネルギーのシステム・チームで働いているシステム・エンジニアです。Andreas は、ドイツのランツフートにある応用化学大学で電気工学の修士号を取得しています。

6 Revision History

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 B (January 2023) to Revision C (June 2023)	Page
• 式 19 を更新.....	16

Changes from Revision A (December 2022) to Revision B (January 2023)	Page
• 1400V を 1200V に更新	11
• 以下のように更新「低消費電力:5mA 未満の入力電流」から「低消費電力: 9mA 未満の入力電流」	11

Changes from Revision * (May 2022) to Revision A (December 2022)	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

- この文書の第 2 版では、設計ガイドを大幅に更新しています。たとえば、[PE 損失の検出](#)や [AC ラインでの絶縁監視](#)などの機能が追加されました。「[テスト結果](#)」には、より詳細な HV 測定値を記載しています。複数の章の軽微な問題を修正し、図を追加または改善しました。[ソフトウェア](#)について説明する章を追加しました。..... 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、

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

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

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

郵送先住所 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2023, Texas Instruments Incorporated