参考資料

エンジニア向け絶縁型シグナル チェーン ソリューション ガイド

Texas Instruments

はじめに

電流と電圧の高精度絶縁型測定回路の設計に関連する課題に対処する際、設計者は多くのオプションを利用できます。ディスクリート実装から、絶縁型アンプと変調器、磁気センシング技術まで、さまざまなアプローチに対応できます。最適な技術は、電流センシングや電圧センシング アプリケーションのシステム、規制、および柔軟性に応じて異なります。そのため、設計者はさまざまな技術を使用することで、固有の設計課題に対して具体的に対処できます。

この e-book は、電流と電圧のセンシングの設計プロセスをさらに簡素化する目的で製作したものです。特定されたシステムの要件に合わせて、候補となるデバイスのリストを迅速かつ効率的に絞り込むことができます。

この e-book に掲載されている電流と電圧のセンシング情報は、電流センシングと電圧センシングの特定の使用事例やアプリケーションに対応します。特定のアプリケーションが直面する課題に最も作用できるよう最適化されたデバイスの特定に重点を置くことで、他の回路最適化に役立つ可能性のある代替ソリューションを提供します。

この e-book は電流と電圧のセンシングに関する課題を網羅したものではありませんが、現在目にする一般的で難易度の高い機能回路の多くに対処できます。ここで取り上げているトピック、または電流と電圧のセンシングに関して何かご質問がある場合、TI E2E™設計 サポート フォーラムの「Amplifiers」フォーラム (英語) に投稿してください。

目次

はじめに 2
絶縁型シグナル チェーンの紹介 4
絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較 5
TI 初の超広範囲の沿面距離と空間距離に対応した絶縁型アンプ 10
選択ツリー 13
電流検出 14
絶縁型データ コンバータのシャント抵抗の選択 15
絶縁型電流センシングの設計上の考慮事項 18
±50mV 入力およびシングルエンド出力を備えた絶縁型電流センシング回路 23
±50mV 入力および差動出力を備えた絶縁型電流検出回路 28
±250mV の入力範囲、シングルエンド出力電圧の絶縁型電流センシング回路 32
±250mV 入力および差動出力の絶縁型電流測定回路 36
絶縁型過電流保護回路 39
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 44
AMC3311 を使用して、AMC23C11 に絶縁型センシングとフォルト検出用の電力供給を行う 48
フロントエンド ゲイン段を備えた絶縁型電流センシング回路 52
絶縁型シャント電流検出と閉ループ電流検出の精度の比較 59
電圧検出 62
絶縁型電圧センシングによる電力変換およびモーター制御の効率性の最大化 63
高電圧抵抗内蔵の絶縁型アンプおよび変調器で精度と性能を向上 67
差動、シングルエンド固定ゲイン、レシオメトリック出力を備えた電圧センシング アプリケーション向け絶縁型アンプ 74
±250mV 入力および差動出力、絶縁型電圧測定回路 82
AMC3330 を使用したライン間絶縁型電圧測定用の分岐タップ接続 92
絶縁アンプと疑似差動入力 SAR ADC を使用した ±12V の電圧センシング回路 97
絶縁アンプと差動入力 SAR ADC を使用した ±12V の電圧センシング回路 104
絶縁型の低電圧および過電圧検出回路 109
絶縁型ゼロクロス検出回路 115
差動出力を持つ ±480V の絶縁電圧センシング回路 120
EMI 性能 125
絶縁型アンプによるクラス最高の放射エミッション EMI 性能 126
AMC3301 ファミリの放射エミッション EMI を減衰させるためのベスト プラクティス 130
最終製品 138
HEV/EV におけるシャント ベースとホール ベースの絶縁型電流センシング ソリューションの比較 139
EV (電気自動車) の DC 充電アプリケーションにおける電流センシングの設計上の考慮事項 142
絶縁型コンパレータを使用して電動モーター ドライブの故障を検出 173
モーター ドライブにおける UCC23513 フォトカプラ互換絶縁型ゲートドライバ向けディスクリート DESAT 180
AC モーター ドライブの絶縁型電圧検出 194
サーバー PSU で電流と電圧の高性能絶縁型センシングを実現 199
その他のリファレンス デザイン / 回路 202
絶縁型アンプ用ブートストラップ チャージ ポンプ電源の設計 203
MCU への絶縁型変調器のデジタル インターフェイスによるクロック エッジ遅延補償 210
AMC3311 を使用して、AMC23C11 に絶縁型センシングとフォルト検出用の電力供給を行う 228

絶縁型シグナル チェーンの紹介

- 絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較
- TI 初の超広範囲の沿面距離と空間距離に対応した絶縁型アンプ

絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較

概要

モーター ドライブ、太陽光発電インバータ、無停電電源 (UPS) などの産業用アプリケーション、および、オンボード チャージャ (OBC)、トラクション インバータ、DC/DC コンバータなどの車載用アプリケーションは、全体の効率と電力スループットを最適化するために、高電圧および大電流レベルで動作しています。これらのシステムは、電気的ノイズ、振動、機械的衝撃、極端な温度、汚染物質の侵入などの過酷な環境にさらされます。このようなシステムは、高電圧回路と低電圧回路を絶縁するために、堅牢で信頼性の高いガルバニック絶縁を必要とします。これらの高電圧で測定される帰還信号は、絶縁型アンプまたは絶縁型変調器によって低電圧コントローラから電気的に絶縁されます。

この資料では、絶縁型アンプと絶縁型変調器ベースの設計を比較し、絶縁型変調器ベースの設計で実現できるいくつかの独自の利点を説明します。

絶縁型アンプの概要

図 1 に、絶縁型アンプ ベースの測定設計の実装を示します。

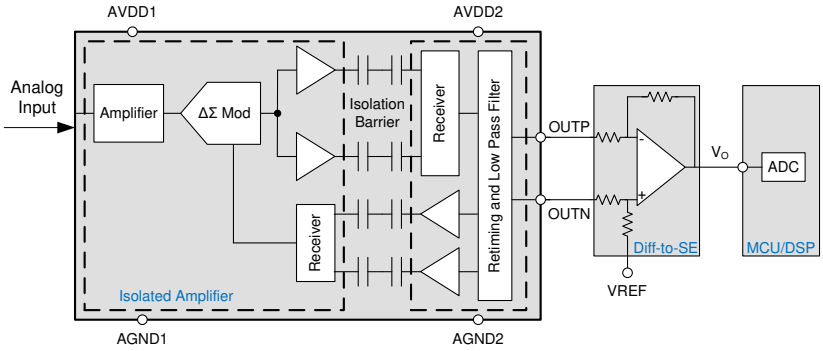


図 1. 絶縁型アンプの実装

絶縁型アンプの入力段は、デルタ-シグマ (ΔΣ) 変調器を駆動する入力アンプで構成されています。入力アンプのゲインは固定されており、内部の高精度抵抗によって設定されます。ΔΣ 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 ストリームへ変換します。ドライバは、ΔΣ 変調器の出力を、高電圧領域と低電圧領域を分離する絶縁バリアを越えて伝達します。受信したビットストリームとクロックは、同期されて、低電圧側のアナログ ローパス フィルタで処理され、アナログ出力として供給されます。

絶縁型アンプの差動出力は、多くの場合、オペアンプ ベースの回路を使用して、シングルエンドのアナログ出力に変換されます。このオペアンプ ベースの回路には、ローパス フィルタを実装して、必要とする帯域幅まで信号帯域幅をさらに狭くし、システムのノイズ性能を向上させることもできます。

マイクロコントローラ (MCU) またはデジタル シグナル プロセッサ (DSP) の外部または内部に搭載されている A/D コンバータ (ADC) は、このフィードバック アナログ出力を受信し、この出力をデジタル ドメインに戻します。

絶縁型変調器の概要

図 2 に、絶縁型変調器ベースの測定設計の実装を示します。

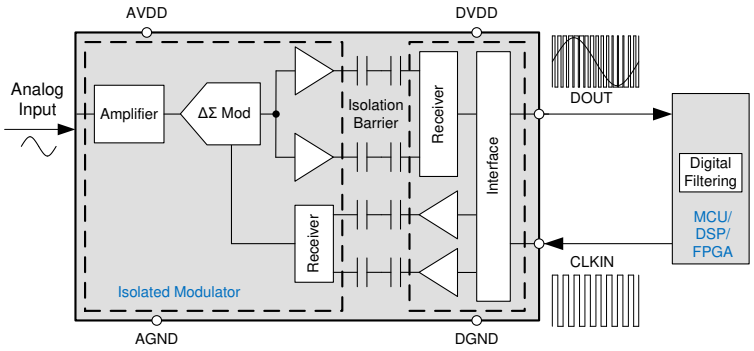


図 2. 絶縁型変調器の実装

絶縁型変調器の入力段は、絶縁型アンプの入力段と似ています。ドライバは、絶縁バリアを越えて変調器出力を転送します。絶縁型データ出力 DOUT は、はるかに高い周波数 (最大 20MHz) で 1 と 0 のデジタル ビット ストリームを供給します。このビット ストリーム出力の時間平均は、アナログ入力電圧に比例します。測定した信号は、**TMS320F2807x** および **TMS320F2837x** などのマイクロコントローラ ファミリ、DSP 、または FPGA (フィールド プログラマブル ゲートアレイ) 内のデジタル フィルタを使用して再構築されます。

絶縁型アンプと絶縁型変調器の性能比較

表 1 に、絶縁型アンプと絶縁型変調器の性能の基本的な違いを示します。

表 1. 絶縁型アンプと絶縁型変調器の性能比較

カテゴリ	絶縁型アンプ	絶縁型変調器
サンプル分解能	11 ビット (帯域幅 = 100kHz)	> 14 ビット達成可能、 分解能と帯域幅またはレイテンシの間のトレードオフ
レイテンシ	2µs～3µs (固定)	< 1 µs 達成可能、 分解能と帯域幅またはレイテンシの間のトレードオフ
帯域幅	最大 300kHz	> 1 MHz 達成可能、 分解能と帯域幅またはレイテンシの間のトレードオフ
精度およびドリフト性能	高い	非常に高い
必要な部品数	多い	少ない

絶縁型アンプ ベースの設計では、測定されたアナログ信号に対して、A/D 変換と D/A 変換を数回実行します。絶縁型アンプ、差動からシングルエンドへの変換段、およびマイコンまたは DSP の外部または内部の ADC によって、全体的な精度とノイズ性能が低下し、レイテンシが増加します。絶縁型アンプの出力段に固定ローパス フィルタを実装すると、信号帯域幅が制限されます。差動からシングルエンドへの変換のために外部オペアンプ ベースの回路を使用して、アクティブ ローパス フィルタを形成すれば、信号帯域幅をさらに制限して、ノイズ性能を向上させることができます。絶縁型アンプは、固定のレイテンシを備えています。絶縁型アンプ ベースの設計は、使い慣れていて比較的容易に実装できるので、広く使用されています。

図 2 に示すように、絶縁型変調器ベースの設計では、測定されたアナログ信号に対して A/D 変換を 1 回実行するだけです。この設計では、差動からシングルエンドへの変換段が不要になるため、部品数と設計サイズを削減できます。絶縁型アンプ ベースの設計では ADC が使用されており、多くの状況で実現可能な最大のサンプル分解能と精度が制限されますが、ここでは ADC は不要になります。この絶縁型変調器ベースのアプローチであれば、信号ノイズ性能と全体的な精度が向上し、絶縁型アンプ ベースの設計に比べて、大きい信号帯域幅と小さいレイテンシを実現できます。絶縁型変調器は、通常は 最大 20MHz のはるかに高速なデジタル ビットストリーム出力を提供します。マイクロコントローラ ファミリ (たとえば、**TMS320F2807x**、**TMS320F2837x**) に内蔵されているシグマ - デルタ フィルタ モジュール (SDFM) を使用すると、ノイズ性能、信号帯域幅、レイテンシを簡単に調整できま

す。**表 2** に示すように、より高いオーバーサンプリング率 (OSR) を実装すると、精度は向上し、サンプル分解能は向上しますが、信号帯域幅は小さく、レイテンシも大きくなります。同様に、OSR を小さくすると、精度とサンプル分解能が低下しますが、帯域幅が増加し、レイテンシが短縮されます。類似の DSP や FPGA でも、このようなデジタル フィルタを実装できます。

*表 2. sinc^3 フィルタを使用した、CLKIN = 20MHz での **AMC1306** の ENOB とセトリング、レイテンシ、または帯域幅との性能のトレードオフ*

OSR	ENOB (ビット)	セトリング(µs)	レイテンシ (µs)	帯域幅 (kHz)
8	4.65	1.2	0.6	1250
16	7.57	2.4	1.2	625
32	10.02	4.8	2.4	312.5
64	12.3	9.6	4.8	156.25
128	13.51	19.2	9.6	78.13
256	14.11	38.4	19.2	39.06
512	14.39	76.8	38.4	19.53

さらに、**図 3** に示すように、複数のデジタル フィルタを並列実装することで、高いサンプル分解能、小さいレイテンシ、大きい帯域幅をすべて同時に実現できます。デジタル フィルタの 1 つはノイズ性能を向上させるために高 OSR デジタル フィルタを実装でき、もう 1 つは低レイテンシのデジタル フィルタを実装できます。

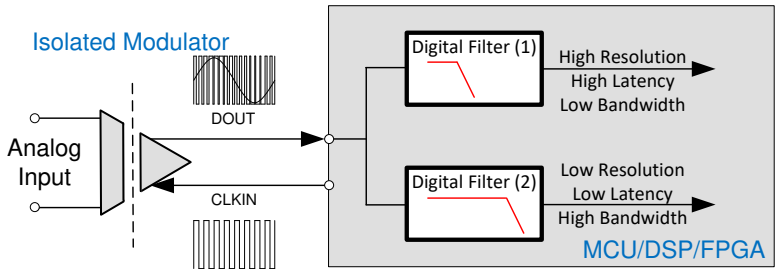


***図 3.** 2 つのデジタル フィルタの並列実装*

絶縁型変調器ベースの設計にはシステム上の利点があるため、高性能システムでは絶縁型変調器ベースの設計に移行する傾向があります。

トラクション インバータにおける絶縁型変調器

図 4 に、車載トラクション インバータにおける絶縁型変調器ベースの設計の実装を示します。

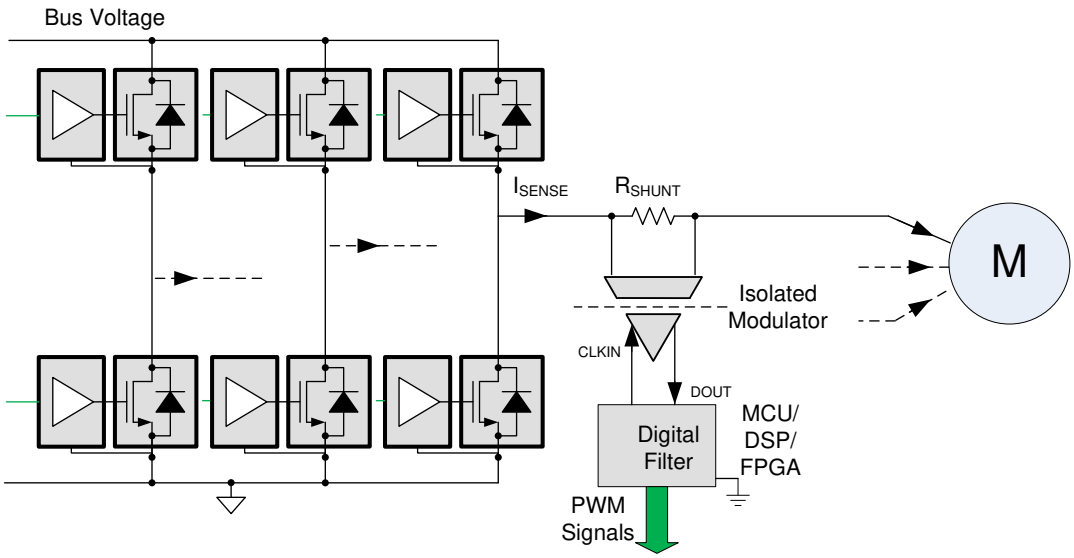


図 4. 絶縁型変調器を使用した電流測定

トラクション インバータは運転体験に直接的な影響を及ぼし、トラクション モーターの速度とトルクを高精度で制御する必要があります。シャントを絶縁型デルタ シグマ変調器と組み合わせることにより、最高品質のフィードバック信号をコントローラに送信し、ブリッジ トランジスタのパルス幅変調 (PWM) パターンを確立できます。デジタル フィルタの実装により、エンジニアはトラクション モーター制御の品質を調整できます。

図 3 に示すように、FPGA、MCU、および DSP は、並列動作する複数のデジタル フィルタを備えています。デジタル フィルタの 1 つとして、高性能デジタル フィルタを使って、ブリッジ トランジスタを制御するための正確なフィードバック信号を提供できます。もう 1 つのデジタル フィルタとして、低レイテンシのデジタル フィルタを使って、過負荷または過電流状態を検出できます。この 2 つのデジタル フィルタには、OSR が異なる 3 次 ($sinc^3$) フィルタを使用できます。

推奨する絶縁型アンプおよび変調器

表 3 に、絶縁型アンプおよび変調器で使用する推奨デバイスを示します。

表 3. 推奨デバイス

デバイス	絶縁	説明
AMC1306	強化	±50mV、±250mV 小型絶縁型変調器
AMC1305、AMC1305-Q1	強化	±50mV、±250mV 絶縁型変調器
AMC1301、AMC1301-Q1	強化	±250mV 絶縁型アンプ
AMC1302、AMC1302-Q1	強化	±50mV 絶縁型アンプ
AMC1311、AMC1311-Q1	強化	0V～2V 絶縁型アンプ

まとめ

絶縁型変調器は、絶縁型アンプに比べて高いサンプル分解能と精度を実現します。絶縁型変調器とカスタム デジタル フィルタを組み合わせることにより、システムのレイテンシおよび帯域幅と、サンプル分解能とのトレードオフが可能です。絶縁型変調器ベースの設計では、必要な部品点数が少なく、妥当なコストで設計サイズを小型化できます。高サンプル分解能または低レイテンシが要求される絶縁型測定アプリケーションには、絶縁型変調器を強く推奨します。

TI 初の超広範囲の沿面距離と空間距離に対応した絶縁型アンプ

アプリケーション ブリーフ

モーター ドライブや太陽光発電および風力発電インバータなどの産業用システム、トラクション インバータなどの車載システムは、高い同相電圧で高精度の電圧および電流測定を必要とします。これらのシステムでは、出力電力の増加、全体的な効率の向上、コストの削減のために、動作電圧の上昇がますます進んでいます。DC バス電圧が高いほど、電流レベルを上げることなく電力定格が高くなり、銅線のコストを同じに保つことができます。これにより、発電されるエネルギーの単位コストを削減できます。電圧の上昇によるもう 1 つの利点は、電圧が高くなると総電力出力が上がるため効率が向上することです。ただし、電流が変わらなければ導通損失も同じままになります。

太陽光発電システム (PV) では、動作電圧の上昇による利点を活用するために、設計を 1000V DC 電圧から 1500V DC 電圧にアップグレードすることがトレンドになっています。太陽光発電システムには IEC 62109-2 のような法規制上の安全規格があり、電圧の上昇に関連する潜在的な電気的危険に対処しています。

モーター ドライブ (MD) システムでは、IEC61800-5-1 を使用して潜在的な電気的危険に対処しています。690V_{AC} のような高電圧グリッドは、大電力アプリケーション向けの設置と運用の面でコスト効率にが優れていることから、大電力の産業用環境で一般的に使用されています。

産業用および業務用の溶接機器では、IEC 60974-1 で感電から保護するための電源回路および溶接回路の安全性および性能要件を規定しています。

電気自動車 (EV) では、電気自動車のバッテリ電圧を高くするという強いトレンドが存在しています。その目的は、システムの重量の低減、充電時間の短縮、航続距離の延長です。

沿面距離と空間距離の大きい製品のニーズ

これらのシステムを設計する際、エンジニアは関連する法規制上の安全規格に加え、動作電圧と過渡電圧、汚染度、標高などのいくつかの要件を考慮して、沿面距離と空間距離の最小要件を定義する必要があります。

ほとんどの強化絶縁型アンプは SOIC パッケージで供給され、空間距離と沿面距離の仕様は 9mm 未満です。改良された幅広いパッケージにより、パッケージ表面の劣化やピン間の空気中のアーク放電を防止できるため、絶縁品質を確保できます。動作電圧が 1000V_{RMS} を上回るシステムやインパルス電圧要件が 8000V を上回るシステム、標高が 2000m を超える環境や汚染度が 2 以上の環境で使用するシステムを設計する場合、設計するシステムの過電圧カテゴリによっては、9mm を超える空間距離と沿面距離が必要になることがあります。

ストレッチ SOIC (DWL) パッケージで AMC1411 と AMC1400 を供給

より高い沿面距離と空間距離の要件に対応するため、テキサス・インスツルメンツは高性能の強化絶縁型アンプ ファミリである **AMC1411** (**図 5**) と **AMC1400** (**図 6**) をリリースしました。

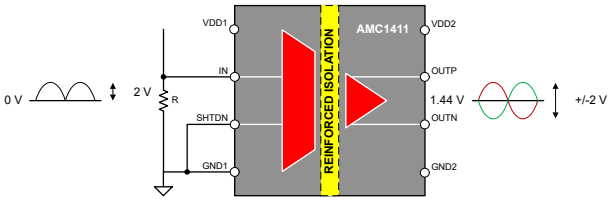


図 5. *AMC1411 を使用した絶縁型電圧検出*

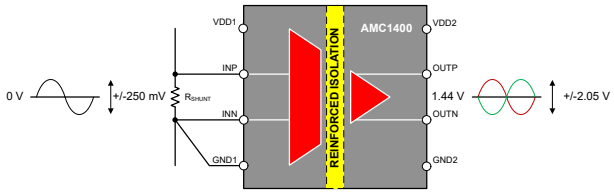


図 6. *AMC1400 を使用した絶縁型電流検出*

これらの製品は、空間距離 14.7mm 以上、側面距離 15.7mm 以上のストレッチ SOIC (DWL) パッケージ (**図 7**) で供給され、電圧、標高、汚染度の高い環境での使用を想定して特別に設計されています。

図 7. *DWL パッケージ、8 ピン SOIC*

AMC1411 と AMC1400 は、DIN VDE V 0884-11 (VIOTM) に準拠した 10600VPK の強化絶縁と UL1577 (VISO) に準拠した 7500VRMS (1 分間) の絶縁を実現しています。高い電圧絶縁定格と 100kV/µs という優れた同相過渡耐性 (CMTI) により、過酷な産業用環境や車載環境でも信頼性と精度の高い動作を確実に実現できます。

AMC1411 は、0～2V の入力電圧範囲、高い入力インピーダンス、低い入力バイアス電流、優れた精度、低い温度ドリフトを特徴とする、絶縁型電圧検出向けの高性能ソリューションです。

AMC1400 は、±250mV の入力電圧範囲、非常に低い非線形性と温度ドリフトを特徴とする、絶縁型シャント方式電流検出向けの高性能ソリューションです。

モーター ドライブにおける AMC1411 と AMC1400

図 8 に、AMC1411 を使用して DC リンク電圧を監視し、AMC1400 を使用して相ごとの同相モーター電流を監視する 3 相モーター ドライブ アプリケーションを示します。

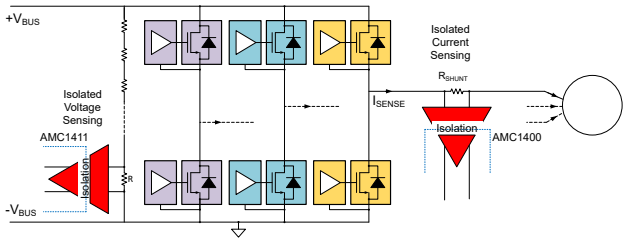


***図 8.** モーター ドライブにおける AMC1411 と AMC1400*

AMC1411 を使用して、高インピーダンスの分圧抵抗の下側抵抗での約 2V レベルに分圧された DC リンク電圧を測定します。AMC1411 の出力は、入力電圧と同じ値の差動アナログ出力電圧ですが、強化絶縁バリアによってハイサイドから電気的に絶縁されています。

AMC1400 を使用して、モーターへの同相シャントでの電圧降下を検出し、同相モーター電流を測定します。

その他の資料

- 絶縁型アンプと絶縁型変調器の詳細については、**こちら**のビデオ トレーニング シリーズをご覧ください。
- ホワイト ペーパー:
  - **AMC130x に対する高電圧絶縁の品質と信頼性**
  - **絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較**
  - **オンボード チャージャと DC/DC コンバータで、シャント ベースとホール ベースの電流センシング ソリューションを比較**
- アプリケーション ブリーフ: **絶縁型シャント電流検出と閉ループ電流検出の精度の比較**

選択ツリー

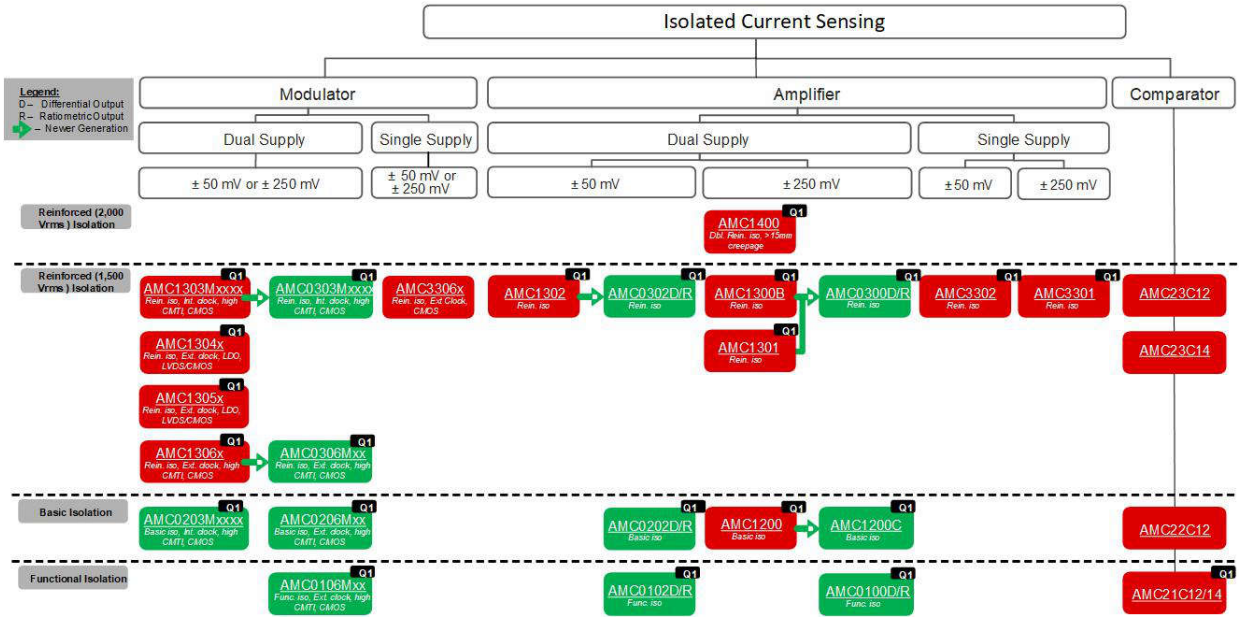


図 9. *絶縁型電流センシング：選択ツリー*

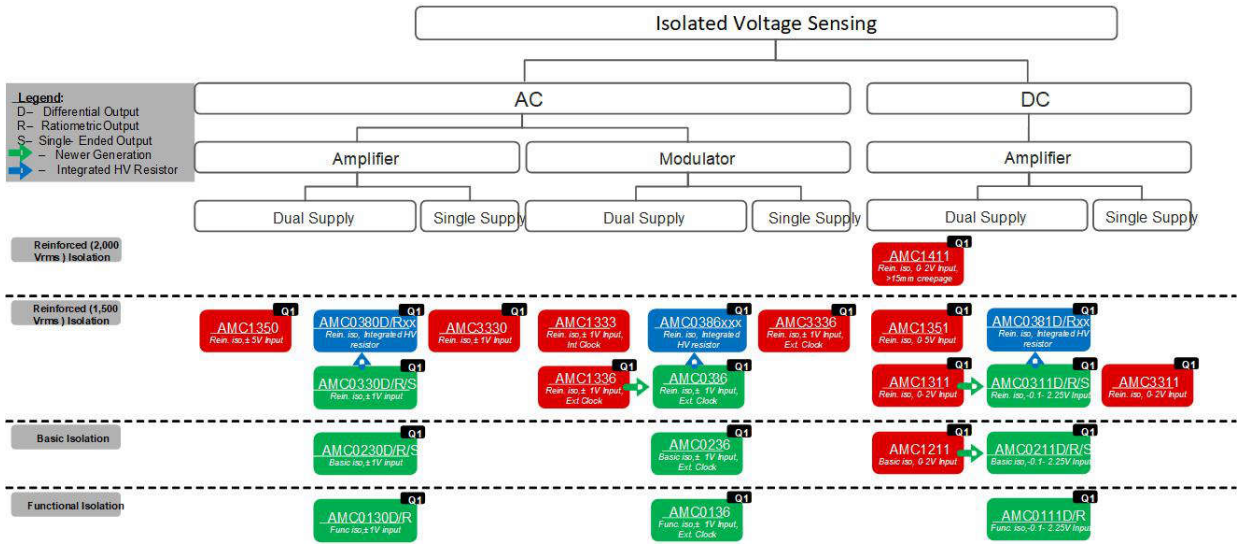


図 10. *絶縁型電圧センシング：選択ツリー*

電流検出

- 絶縁型データ コンバータのシャント抵抗の選択
- 絶縁型電流センシングの設計上の考慮事項
- ±50mV 入力およびシングルエンド出力を備えた絶縁型電流センシング回路
- ±50mV 入力および差動出力を備えた絶縁型電流検出回路
- ±250mV の入力範囲、シングルエンド出力電圧の絶縁型電流センシング回路
- ±250mV 入力および差動出力の絶縁型電流測定回路
- 絶縁型過電流保護回路
- 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
- AMC3311 を使用して、AMC23C11 に絶縁型センシングとフォルト検出用の電力供給を行う
- フロントエンド ゲイン段を備えた絶縁型電流センシング回路
- 絶縁型シャント電流検出と閉ループ電流検出の精度の比較

絶縁型データ コンバータのシャント抵抗の選択

はじめに

低抵抗で高精度の直列抵抗をシャント抵抗と呼びます。**ハイブリッド / 電気 / パワートレイン システム**、**EV 充電インフラ**、**モータードライブ**などの車載および産業用高電圧アプリケーションにおいて、機能を実行する高電圧回路からデジタル回路を保護すると同時に、その大きさによって制御ループの帰還アルゴリズムを駆動する電流を測定するため、シャント抵抗はしばしば絶縁型データコンバータと組み合わせて使われます。テキサス インスツルメンツは、容量性絶縁バリアを採用した**絶縁型アンプ**、**絶縁型 ADC**、**絶縁型コンパレータ**の幅広い製品ラインアップを提供しており、絶縁型データ変換に関するお客様のニーズへの対応をお手伝いします。テキサス・インスツルメンツの容量性絶縁バリアは、しばしば 100 年以上にわたる動作を可能にします。テキサス・インスツルメンツの容量性絶縁バリアの詳細については、**絶縁**のリンクをご覧ください。

『絶縁型シャントと閉ループによる電流検出の精度の比較』アプリケーション ブリーフに示すように、シャント ベースの電流検出を使用すると、業界をリードする精度、磁気干渉に対する耐性、長期安定性、優れた直線性、低オフセット ドリフト、複数のプロジェクトに対応できる拡張性、低価格を実現できます。シャントには、シャーシ マウント型、表面実装型、プリント基板 (PCB) にスルーホール接続するためのリード線付きがあります。選択肢として多くのシャント抵抗が入手できますが、特定のアプリケーションのために適切なシャント抵抗を選択することは必ずしも簡単ではありません。このアプリケーション ブリーフでは、絶縁型電流検出によく使用されるシャント抵抗と関連トレードオフについて説明します。

抵抗および許容損失要件の計算

シャント抵抗を選択するための最初の一歩は、**『絶縁型電流検出の設計上の考慮事項』**の記事で説明されているように、連続および最大電流と、絶縁型データ コンバータの線形フルスケール入力電圧範囲に基づいて、必要な抵抗値と許容損失の定格を計算することです。ただし、自己発熱が原因で、シャント抵抗の最大温度が、データシートに記載されている定格を超えないように注意する必要があります。通常の条件では、設計で十分な放熱が可能であると仮定しても、シャント抵抗は定格電流の 2/3 までしか連続的に動作することはできません。放熱手法はアプリケーションによって異なり、複数の方法で実現できます。たとえば、電流を流す PCB パターンまたは主要導体の重量またはサイズを増やすこと、ヒートシンク、強制空冷用ファンなどです。アプリケーションで十分な放熱が許容されない場合、シャント抵抗は必ずしも定格電流の 1/4 以下で動作できるとは限りません。この電流を超える場合、選択するシャント抵抗の抵抗値をさらに減らす、または許容損失定格を増やすことが必要な場合があります。

表面実装型抵抗の場合、自己発熱の約 90% が PCB パターンへの伝熱によって放散されます。**図 11** は、電流を流す PCB パターンのサイズを大きくすることが効果的な放熱手法であることを示しています。表面実装型金属素子 1mΩ の 2512 (5W) および 3920 (8W) パッケージのシャント抵抗における、自然空冷と強制空冷での放熱特性のシミュレーション結果が示されています。その結果は、シャント定格電流 (%) と PCB サイズ (mm^2) との関係として示され、図 1 にシャント抵抗が 170℃で動作しているときのデータを示します。

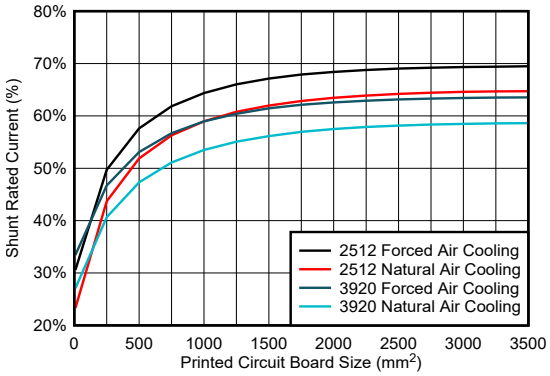


図 11. *シャント定格電流と PCB サイズとの関係*

アプリケーションでのシャント抵抗の特性を検証するには、最大公称動作時のシャント抵抗の端子温度を測定し、シャント抵抗のデータシートの電力ディレーティング曲線を参照して、動作が規定の範囲内であることを確認します。これにより、抵抗性材料が規定された最大温度を超えないことだけでなく、規定された温度ドリフト係数が有効であることも確保できます。

出力電圧と許容損失の期待値を計算する際は、過渡および短絡電流の大きさを考慮します。データシートに規定されたシャント抵抗の短期的過負荷許容損失仕様は、違反してはなりません。なぜなら、シャント抵抗の物理的特性が永続的に変化し、またはシャント抵抗が断線する危険性があるためです。また、データシートの「絶対最大定格」表に示されたいずれの条件も、絶縁型データ コンバータの絶対最大入力電圧仕様に違反しないことを確認します。テキサス・インスツルメンツの絶縁型データ コンバータの入力ピンは通常、ハイサイド グランドを基準として、-6V と「ハイサイド電源電圧 + +500mV」の間の電圧に耐えることができ、損傷する危険はまったくありません。

取り付け方法、構造、材料の種類

抵抗および許容損失要件の概算値を計算した後、**表 4** にまとめたように、追加の選択基準を考慮する必要があります。

表 4. シャントの選択のまとめ

技術	金属素子	金属箔	金属素子	ワイヤ巻線
取付方法	表面実装	表面実装	シャーシ マウント	シャーシ マウントまたはリード線付き
抵抗の範囲 (Ω)	0.1m～1	0.5m～0.7	25µ - 0.1	R > 5m
消費電力の範囲 (W)	1/16～20	1/80～10	¼～100	½～1k
許容誤差の範囲 (%)	0.1～5	0.01～10	0.1～1	0.1～10
ドリフトの範囲 (ppm/℃)	15～750	0.2～1k	20～100	20～400
パルス能力 (℃)	最大 275	最大 225	最大 175	275 またはそれ以上
コスト	+	++	+++	+++/+

絶縁型電流検出において、表面実装型金属素子シャント抵抗は最も一般的な選択肢です。なぜなら、大きい消費電力への対応、まずまずの初期精度、低コストが実現できるためです。Bourns® 社の CSS2H、Vishay® 社の WSLP などのシャント抵抗シリーズは、絶縁型電流検出に十分な機能を備えています。金属素子が実現できる特性よりも高い初期精度または小さい温度ドリフトを必要とするアプリケーションでは、Ohmite® 社の FC4L などの金属箔を検討できます。ただし、金属素子に比べて、通常は許容損失定格が小さく、コスト高です。TI プレシジョン ラボの**電流検出アンプとシャント抵抗のレイアウト**のビデオで説明しているように、表面実装型抵抗のレイアウト上の考慮事項には、絶縁型データ コンバータに近付けて配置することと、長さがそろった短い配線で検出入力に接続することが含まれます。また、**TI E2E™ ブログ**で説明しているように、低抵抗 (< 500µΩ) の表面実装型抵抗の PCB パッドを設計する際には注意を払ってください。最後に、PCB メーカーと提携する際には、適切なはんだ付けリフロー プロセスが

確立されていることを確認します。なぜなら、不適切な実装はパッドのはんだ接続抵抗の増加、動作中の放熱の不均衡、断線の原因となり、初期不良率が上がる可能性があるためです。

シャーシ マウント型抵抗は、直列導体実装が可能であり、自身が発生させた熱を PCB に放散しないため、大電流を必要とするアプリケーションでよく使用されます。シャーシ マウント型金属素子抵抗は、最小 25μΩ の抵抗値、最大 100W の消費電力に対応できます。一方、シャーシ マウント型巻線抵抗は、パルス電力能力が非常に優れています。取り付け時には、主要接続部のボルト、リベット、圧着接合部が過剰または低トルクにならないように特に注意します。なぜなら、主要導体ラインに抵抗が追加され、不必要または不均衡な電力損失およびアナログ誤差が発生する可能性があるためです。追加の指針については、シャーシ マウント型抵抗のメーカーにお問い合わせください。

最高の精度を必要とするアプリケーションでは、主要電流を流すリード線とは独立した差動検出用接続 (ケルビン接続) を備えた 4 端子型シャント抵抗を検討します。ケルビン接続は、検出素子のリード線の温度ドリフトが小さいため、2 端子型シャントに比べて高い精度を実現できます。ただし、コストは一般的に高く、不適切な実装により主要電流が検出接続を流れ、絶縁型データ コンバータを損傷させる可能性があるという、追加のリスクが存在します。大部分のシャント抵抗は、温度に対する抵抗値変化が比較的予測可能であるため、シャント抵抗の局所的な温度測定を行い、較正表を定期的に更新することもできます。それにより、周囲温度の変化、または電力消費による自己発熱にもかかわらず、非常に高い精度を実現できます。

まとめ

適切なシャント抵抗を、テキサス・インスツルメンツの**絶縁型アンプ**、**絶縁型 ADC**、**絶縁型コンパレータ**と組み合わせることで、業界をリードする精度、磁気干渉に対する耐性、長期安定性、優れた直線性、低ドリフト、複数のプロジェクトに対応できる拡張性、低価格を特長とした測定を実現できます。

絶縁型電流センシングの設計上の考慮事項

オンボード チャージャ、ストリング インバータ、モーター ドライブなどの産業用および車載用アプリケーションは、機能を実行する高電圧回路からデジタル回路を保護しながら、電流制御ループのフィードバック アルゴリズムを駆動するために、何らかの種類の絶縁電流測定を必要とします。

絶縁型アンプは高性能であることから、絶縁バリア越しに電流測定データを転送するのに最適なデバイスです。ただし、適切な絶縁型アンプを選定することが、必ずしも明快なプロセスとは限りません。絶縁仕様、ハイサイドへの電力供給方法、入力電圧範囲の選択など、絶縁型アンプを選択する際に数多くの決定事項を検討する必要があります。この記事は、特定のシステムに最適な絶縁型アンプを選定する際に役立つ、これらの決定事項をそれぞれ詳しく説明します。

絶縁型電流測定用のデバイスを選択する際の最初の決定事項は、必要な絶縁レベルを決定することです。絶縁には、基本絶縁と強化絶縁という 2 つのレベルがあります。モーター ドライブ向けの IEC (国際電気標準会議) 61800 や医療機器向けの IEC 60601 などのシステム アーキテクチャおよび最終製品規格では、必要な絶縁レベルが規定されています。

絶縁バリアの性能を定量化する主な仕様は次のとおりです。

- 絶縁動作電圧は、絶縁型アンプがその動作寿命を通じて連続的に処理できる、二乗平均平方根電圧で定義される最大電圧です。
- 同相過渡耐性は、絶縁型アンプが誤差なしに耐えることのできる、グランドの電位差の最大変化率を表します。
- 絶縁過渡過電圧は、絶縁型アンプが 60 秒間耐えられるピーク ツー ピーク電圧で定義される電圧です。
- IEC 60065 によるサージ定格 (インパルス電圧定格) は、絶縁型アンプが障害なく耐えることのできる 1.2/50µs の電圧振幅です。

一部の最終製品メーカーは、自社の製品が絶縁仕様を満たしていることを検証するために、サード パーティーから認定を受けた製品を揃えています。絶縁型アンプは、これらの仕様自体を測定することはありません。絶縁型アンプは最終製品内の部品であり、最終製品規格は間接的にのみ適用されるためです。代わりに、Deutsches Institut für Normung e.V. (DIN) Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) V 0884-11 や Underwriters Laboratories (UL) 1577 などのデバイス レベルの認証に基づいて部品を測定します。IEC 規格で規定されているように、同等の要件を持つ部品レベルの規格に準拠したデバイスは、個別の評価を必要としません。この規定は、Comité International Spécial des Perturbations Radio (CISPR) の放射エミッション電磁干渉 (EMI) 規格にも適用されます。テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプの放射エミッション性能については、[1] を参照してください。

最高の性能を得るため、デバイス固有のデータシートに記載されているレイアウトとアプリケーションのプラクティスを推奨します。[2] に、テキサス・インスツルメンツ絶縁型アンプのデバイス レベルの認定を示します。

絶縁型アンプを選択するときの次の決定事項は、絶縁バリアのハイサイドでどのように電力を供給するかです。

回路のこの部分を設計するときは、ハイサイド電源電圧が測定中の電流の同相入力電圧に合わせて浮動する必要があることに注意してください。つまり、多相電流を測定するには、各位相に専用のハイサイド電源を備えた 1 つの絶縁型アンプが必要です。ハイサイド電源回路の設計が誤っていると、絶対最大アナログ入力電圧定格を超える可能性があり、デバイスに永続的な損傷が発生する可能性があります。

絶縁型アンプのハイサイドに電力を供給するための 3 つの主な設計オプションがあります。

最初の設計オプションは、絶縁型アンプのハイサイドにローサイドから電圧を供給できるディスクリート絶縁型トランス回路を設計することです。この方法では、テキサス・インスツルメンツの SN6501 などのトランス ドライバ、テキサス・インスツルメンツの

TLV704 などの低ドロップアウト レギュレータを選定する必要があります。このアプローチは設計は簡単ですが、広い基板面積と複数の部品を必要とします。AMC1300 評価基板 (EVM) の上部の実装例を、図 12 に示します。

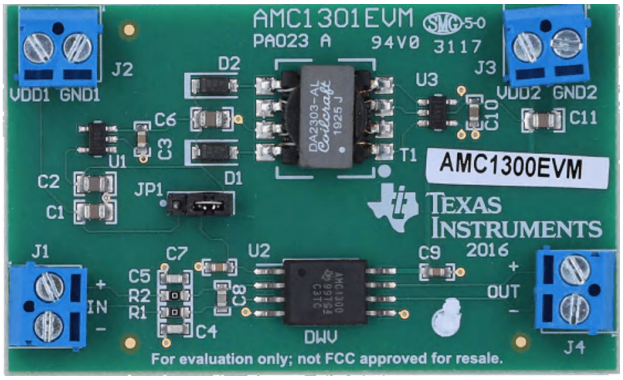


図 12. 絶縁型トランスを搭載した AMC1300 評価基板。

図 13 に示す 2 番目の設計オプションは、フローティング ハイサイド ゲート ドライバ電源 (通常 15V) と、ツェナー ダイオードなどのシャント レギュレータを使用して、電圧を 5V にレギュレートします。この設計の例を AMC1300B-Q1 強化絶縁型アンプなどのデバイスのデータシートに示します。この設計オプションは経済的かつ効果的ですが、ゲート ドライバ電源のグランド基準電圧とアンプのグランド基準電圧の間のレイアウト制限や寄生インピーダンスは、同相入力電圧違反や過渡誤差につながる可能性があります。

3 番目で最もシンプルな設計オプションは、図 14 に示すように DC/DC コンバータを内蔵したデバイスを使用します。テキサス・インスツルメンツの AMC3302 などの DC/DC コンバータを内蔵した絶縁型アンプは、ソリューションのサイズと複雑さを大幅に低減し、システム コストを削減し、優れた変換効率を実現し、シャント抵抗を柔軟に配置できるようにします。[4]

絶縁型アンプを選択する際の最後の決定事項は、デバイスの入力電圧範囲を選択することです。電流センシングに最適化されたほとんどの絶縁型アンプには、±50mV または ±250mV の線形入力電圧範囲のオプションがあります。どの入力電圧範囲がアプリケーションに適しているか判断するには、測定中の電流の大きさとシャント抵抗のサイズによって異なります。一般に、大電流の大きさを持つシステムでは、通常、±50mV など、より小さい入力範囲の絶縁型アンプが必要になります。電流の大きさが比較的小さいシステムでは、入力電圧範囲が ±250mV と多少大きく、高い信号対雑音比を実現できる利点があります

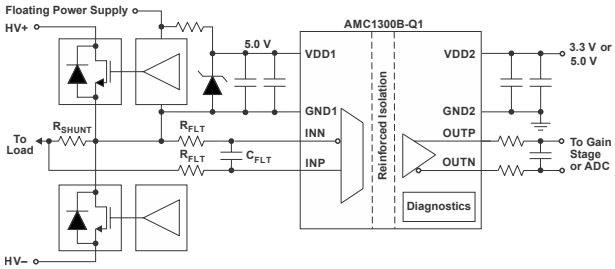


図 13. AMC1300B-Q1 とフローティング電源。

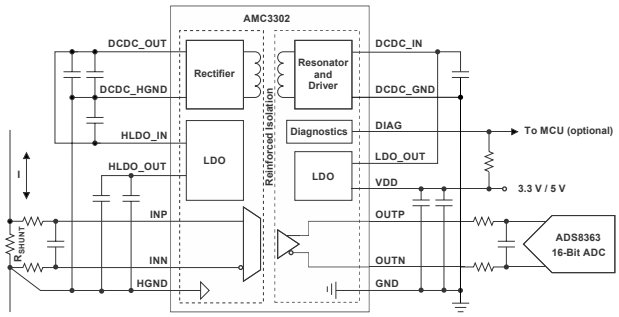


図 14. *AMC3302 絶縁型アンプと内蔵 DC/DC コンバータ*

入力電圧範囲を選択するときは、次の 2 つの式を考慮する必要があります。オームの法則 (**式 1** を参照)、抵抗で消費される電力 (**式 2** を参照):

$$V = I \times R \tag{1}$$

$$P = I^2 \times R \tag{2}$$

これらの 2 つの式は、絶縁型アンプのフルスケール入力範囲を最大化することと、シャント抵抗で消費される電力量との間のトレードオフを管理します。電流と抵抗の値が供給されると、**式 1** はシャント抵抗の両端での電圧降下を計算します。この電圧範囲を、絶縁型アンプのフルスケール入力電圧範囲にできるだけ近い値に一致させるようにしてください。2 つの値の間に不一致があると、分解能が直接低下します。

式 2 で、シャントランプ抵抗の消費電力を定量化します。これは重要です。シャント抵抗を介して消費される電力が定格消費電力の半分に達すると、自己発熱により (温度ドリフト仕様に従って) ドリフトが発生し始め、ゲイン誤差が生じるためです。自己発熱に起因する過度のシャント ドリフトを防止するために、シャント抵抗の公称消費電力が定格消費電力の 1/8 以下になるように制限するのが最善の場合が多くあります。

たとえば、電流要件が公称電流 18A、最大電流 52A の場合、線形入力電圧範囲には最大電流に加えて 2 つの選択肢 (±50mV および ±250mV) があることがわかっているとします。次の両方の選択肢について、フルスケール入力範囲を満足するように、理想的なシャント抵抗値を計算できます。

$$\pm 50\ \text{mV: } R_{Ideal} = 0.96\ \text{m}\Omega$$
$$\pm 250\ \text{mV: } R_{Ideal} = 4.8\ \text{m}\Omega \tag{3}$$

直近の標準的なシャント抵抗値を検出すること:

$$\text{For } \pm 50\ \text{mV: } R = 1\ \text{m}\Omega, \text{ or}$$
$$\text{for } \pm 250\ \text{mV: } R = 5\ \text{m}\Omega \tag{4}$$

これらの値を **式 1** にプラグインすると、結果としてシャント抵抗の両端でのフルスケール電圧降下を計算できます。

$$\text{For } \pm 50\ \text{mV: } V = I \times R = (52\ \text{A}) \times (1\ \text{m}\Omega) = 52\ \text{mV, or}$$
$$\text{for } \pm 250\ \text{mV: } V = I \times R = (52\ \text{A}) \times (5\ \text{m}\Omega) = 260\ \text{mV} \tag{5}$$

理想的な計算から最も近い標準値までの抵抗値はわずかに増加し、その結果、フルスケール入力電圧範囲は絶縁型アンプの線形フルスケール入力範囲よりも大きくなります。これは、フルスケール電流振幅の場合、結果として得られる電圧振幅が絶縁型アンプの入力の線形領域内に入らなくなることを意味します。絶縁型アンプは多くの場合、クリップを開始する前に、リニア入力電圧

範囲を超える追加の入力電圧範囲を持っています。この領域内 (通常、±250mV デバイスで ±280mV、±50mV デバイスで ±56mV)、絶縁型アンプの精度はデータシートに規定されていませんが、絶縁型アンプは線形領域と同様の精度で電圧を引き続き出力します。最大電流振幅の精度要件が公称測定値と比較して緩和されている場合、一部のアプリケーションではこれを許容できる可能性があります。

次に、標準抵抗値と公称電流の大きさを使用して、シャント抵抗の消費電力定格を 3W と仮定し、シャント抵抗で消費される電力を計算します。

$$\begin{aligned}&\text{For } \pm 50\,\text{mV: } P = I_{max}^2 \times R = (18\,\text{A})^2 \times \left(1\,\text{m}\Omega\right) = 0.32\,\text{W},\\&\text{For } \pm 250\,\text{mV: } P = I_{nom}^2 \times R = (18\,\text{A})^2 \times \left(5\,\text{m}\Omega\right) = 1.62\,\text{W}\end{aligned} \quad (6)$$

±50mV の計算では、公称消費電力は定格消費電力の 1/8 未満です。このシャント抵抗は、公称電流を測定するときに自己発熱によって大きくドリフトしないようにする必要があります。±250mV の計算の結果、消費電力は定格消費電力の半分を超えます。これは、公称電流範囲を測定するときに大きな温度ドリフトが発生する可能性があることを意味します。

シャント抵抗での放熱を低減するには、プリント基板の大きなプレーンを形成したり、ヒートシンクやファンを使用したりするなど、追加の対策を講じることもできます。大電流のアプリケーションの場合、[5] で使用されている方法である絶縁型アンプのフルスケール入力範囲に一致するように、オペアンプを使用して入力信号を獲得することにより、入力範囲を最大化できます。

高い公称電流の大きさを測定するほとんどのアプリケーションでは、±50mV より小さい入力電圧範囲を持つテキサス・インスツルメンツの AMC1302 または AMC3302 などの絶縁型アンプを選択することをお勧めします。

最後のステップは、最大電流振幅での消費電力がシャント抵抗の定格消費電力を超えないことを確認することです。これは、定格消費電力を超えるとシャント抵抗に永続的な損傷を与える可能性があるためです。

$$\text{For } \pm 50\,\text{mV: } P = I_{max}^2 \times R = (52\,\text{A})^2 \times \left(1\,\text{m}\Omega\right) = 2.70\,\text{W} \quad (7)$$

例と同様の測定結果については、[6] を参照してください。

まとめ

オンボード チャージャ、ストリング インバータ、モータードライブなどの最終製品で絶縁型電流センシング回路を設計する場合、絶縁型アンプを選定するときに多くの決定事項を考慮する必要があります。考慮する必要のある主な要素は、絶縁仕様、ハイサイド電源、入力電圧範囲です。システム要件に適した適切な絶縁型アンプを採用すると、最終製品の認証への合否、アナログ入力電圧の絶対最大定格の超過、シャント抵抗の過剰な自己発熱の誘発という心配をせずに、設計を実現できます。

参考資料

1. Alex Smith、『**AMC1300B-Q1 絶縁型アンプによるクラス最高の放射 EMI 性能**』アプリケーション レポート、2020 年 6 月
2. **テキサス・インスツルメンツの製品に対する「絶縁型アンプ – 認証」**
3. **AMC1300 評価基板 (EVM)、テキサス・インスツルメンツ**
4. Ravi Kiran Raghavendra、『**単一電源の絶縁型アンプと ADC を使用して、電流と電圧の絶縁型センシング設計を簡素化しましょう**』テキサス・インスツルメンツ E2E™ サポート フォーラム技術記事、2020 年 10 月 26 日
5. **絶縁型アンプを使用したシャント ベース、200A ピーク電流測定のリファレンス デザイン**、テキサス・インスツルメンツ (TIDA-00445)、2016 年 3 月
6. Alex Smith、『**絶縁型シャントと閉ループ電流センシングの精度の比較**』アプリケーション ブリーフ、2020 年 9 月

関連ウェブサイト

リファレンス デザイン:

- オンボード チャージャ (OBC) / ワイヤレス チャージャ向け IC およびリファレンス デザイン
- ソーラー ストリング インバータ向け IC およびリファレンス デザイン
- モーター ドライブのシステム ブロック図、リファレンス デザインおよび製品

製品情報

- テキサス・インスツルメンツの絶縁ソリューション
- AMC1300B-Q1
- AMC1302-Q1
- AMC3302
- SN6501-Q1
- TLV704

±50mV 入力およびシングルエンド出力を備えた絶縁型電流センシング回路

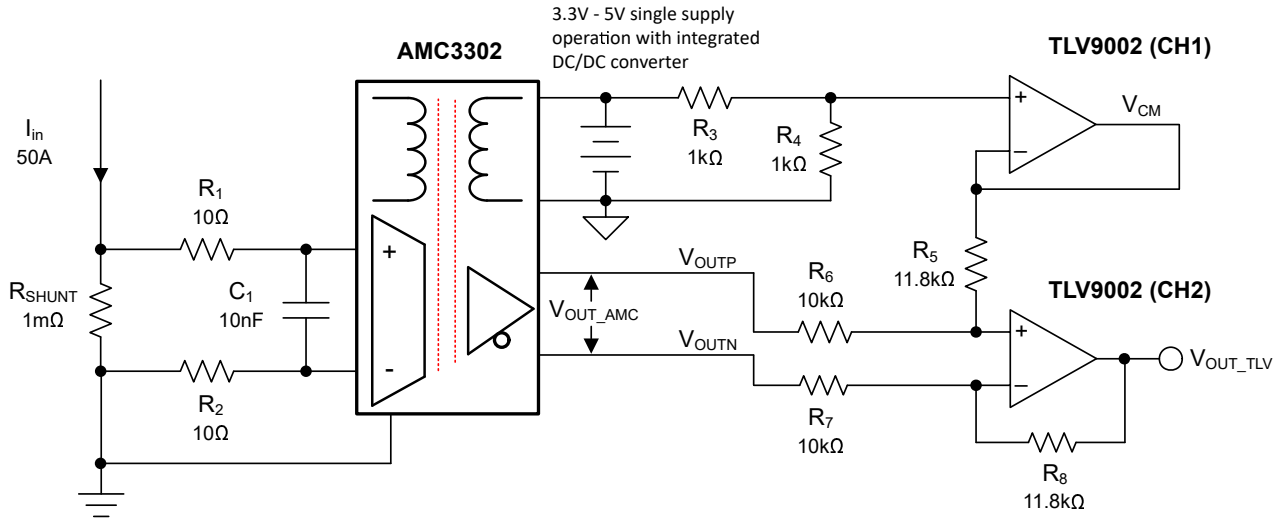
設計目標

電流源		入力電圧		出力電圧	単一電源
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-50A	50A	-50 mV	50 mV	55mV～4.945V	5 V

設計の説明

この絶縁型単一電源の双方向電流センシング回路は、-50A～50A の負荷電流を正確に測定できます。入力の線形範囲は -50mV～50mV で、差動出力スイングは -2.05V～2.05V、出力同相電圧 (V_{CM}) は 1.44V です。絶縁型アンプ回路のゲインは 41V/V に固定されています。**TLV9002** を使用する 2 番目のアンプ段は、差動出力電圧を 55mV～4.945V のシングルエンド出力電圧に変換します。信号チェーン全体が 5.0V 単一レールで動作します。

この回路は、**ソーラー インバータ**、**モーター ドライブ**、**保護リレー**など、多くの高電圧産業用アプリケーションに適用できます。本書の「部品選定」の式と説明は、最終機器のニーズとシステム仕様に応じてカスタマイズできます。



デザイン ノート

1. AMC3302 が選択されたのは、精度、入力電圧範囲、デバイスのシングル ローサイド電力要件が理由です。
2. TLV9002 が選択されたのは、低コスト、低オフセット、小型、デュアル チャネルが理由です。
3. TLV9002 と AMC3302 に電力を供給し、シングルエンド出力の同相電圧を供給する AVDD には、低インピーダンス、低ノイズのソースを選択します。
4. 最高の精度を求める場合は、温度係数の小さい高精度シャント抵抗を使用してください。
5. 予測されるピーク入力電流レベルに対応する電流シャントを選択します。
6. 連続動作の場合は、IEEE 規格に従った通常の条件下において、定格電流の 2/3 を超える電流でシャント抵抗を動作させないでください。消費電力の要件が厳しいアプリケーションでは、シャント抵抗をさらに小さくするか、定格ワット数を増やす必要があるかもしれません。
7. 適切な分圧抵抗値を使用して、同相電圧を適切に設定してください。
8. シングルエンド出力が適切な出力スイングになるように、TLV9002 のチャネル 2 のゲイン設定抵抗に適切な値を選択します。

設計手順

1. 入力電流範囲と絶縁アンプの固定ゲインがある場合、伝達方程式を決定します。

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 41$$

2. 最大シャント抵抗値を決定します。

$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\ mV}{50\ A} = 1\ m\Omega$$

3. シャント抵抗の最小消費電力を決定します。

$$Power\ R_{shunt} = {I_{inMax}}^2 \times R_{shunt} = 2500\ A \times 0.001\ \Omega = 2.5\ \text{W}$$

4. 5V ADC と接続する場合、AMC3302 と TLV9002 は両方が 5V で動作するため、単一電源を使用できます。
5. TLV9002 のチャネル 1 を使用して、チャネル 2 のシングルエンド出力の同相電圧 2.5V を設定します。5V 電源の場合、単純な分圧抵抗を使用して 5V を 2.5V に分圧できます。R_4 に 1kΩ を使用して、次の式で R_3 を計算できます。

$$R_3 = \frac{V_{DD} \times R_4}{V_{CM}} - R_4 = \frac{5\ V \times 1000\ \Omega}{2.5\ V} - 1000\ \Omega = 1000\ \Omega$$

6. TLV9002 はレール ツー レール オペアンプです。ただし、TLV9002 の出力は、電源レールから最大 55mV スイングします。このため、シングルエンド出力は 55mV～4.945V (4.89Vpk-pk) の範囲でスイングする必要があります。
7. AMC3302 の V_{OUTP} 出力と V_{OUTN} 出力は 2.05Vpk-pk で、180 度の位相差があり、同相電圧は 1.44V であるため、差動出力は ±2.05V または 4.1Vpk-pk となります。TLV9002 の出力制限内に収めるには、AMC3302 の出力を 4.89 / 4.1 の倍率で増幅する必要があります。$R_6 = R_7$、$R_5 = R_8$ の場合、R_5 と R_8 の計算には次の伝達関数を使用できます。

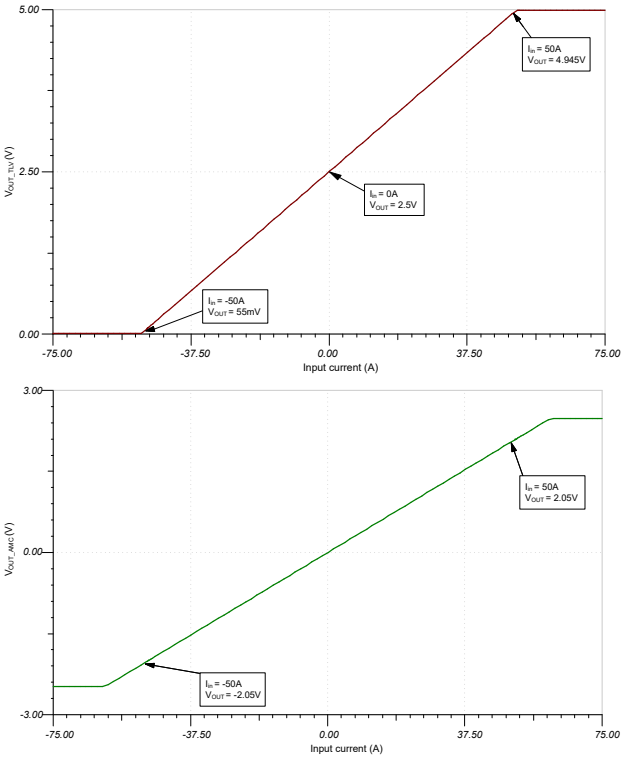
$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,8}}{R_{6,7}}\right) + V_{CM}$$

8. 先に計算した TLV9002 出力スイングを使用し、R_6 と R_7 を 10kΩ とすると、R_5 と R_8 は次の式で 11.93kΩ と計算できます。標準的な抵抗値を考慮し、代わりに 11.8kΩ の抵抗を使用してください。

$$4.945 = (2.465\ V - 415\ mV) \times \left(\frac{R_{5,8}}{10\ k\Omega}\right) + 2.5$$

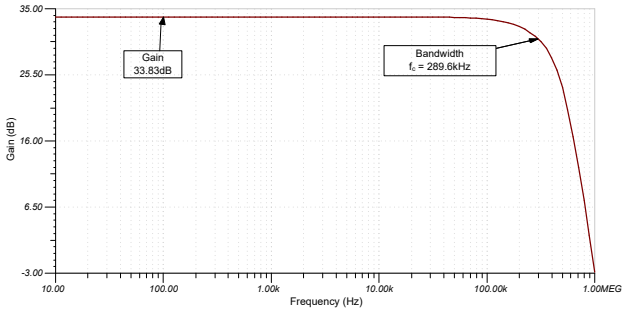
DC 伝達特性

以下のグラフでは、TLV9002 アンプのシングルエンド出力と AMC3302 差動出力の DC 特性のシミュレーションを示しています。どちらのグラフも、出力が ±50A でリニア (直線的) であることを示しています。



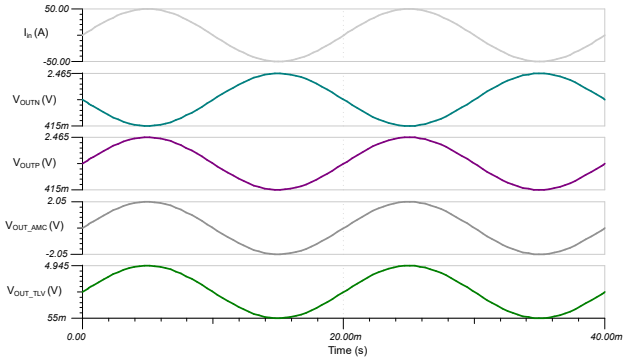
閉ループの AC シミュレーション結果

以下の AC スイープに、シングルエンド出力の AC 伝達特性を示します。AMC3302 のゲインは 41V/V で、差動からシングルエンドへの変換では 1.2V/V のゲインが適用されるため、以下に示す 33.83dB のゲインが予想されます。



過渡シミュレーション結果

以下の過渡シミュレーションは、AMC3302 と TLV9002 の出力信号を -50A～50A まで示しています。AMC3302 の差動出力は予測どおり ±2.05Vpk-pk で、シングルエンド出力は 4.89Vpk-pk、55mV～4.945V の範囲でスイングしています。



設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『**アナログ エンジニア向け回路クックブック**』を参照してください。

テキサス・インスツルメンツ、『**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

設計に使用されている絶縁型アンプ

AMC3302	
動作電圧	1200V_{RMS}
ゲイン	41 V/V
帯域幅	340kHz (標準値)
リニアな入力電圧範囲	±50 mV
AMC3302	

差動からシングルエンドへのアンプの設計

TLV9002	
V_{CC}	1.8V～5.5V
V_{inCM}、V_{out}	レール ツー レール
V_{os}	400µV
I_q	60µA
UGBW	1 MHz
SR	2V/µs
TLV9002	

代替絶縁型アンプの設計

AMC3301	
動作電圧	1200V_{RMS}
ゲイン	8.2 V/V
帯域幅	334kHz (標準値)
リニアな入力電圧範囲	±250 mV
AMC3301	

差動からシングルエンドへの代替アンプの設計

TLV6002	
V_{CC}	1.8V～5.5V
V_{inCM}、V_{out}	レール ツー レール
V_{os}	750µV
I_q	75µA
UGBW	1 MHz
SR	0.5V/µs
TLV6002	

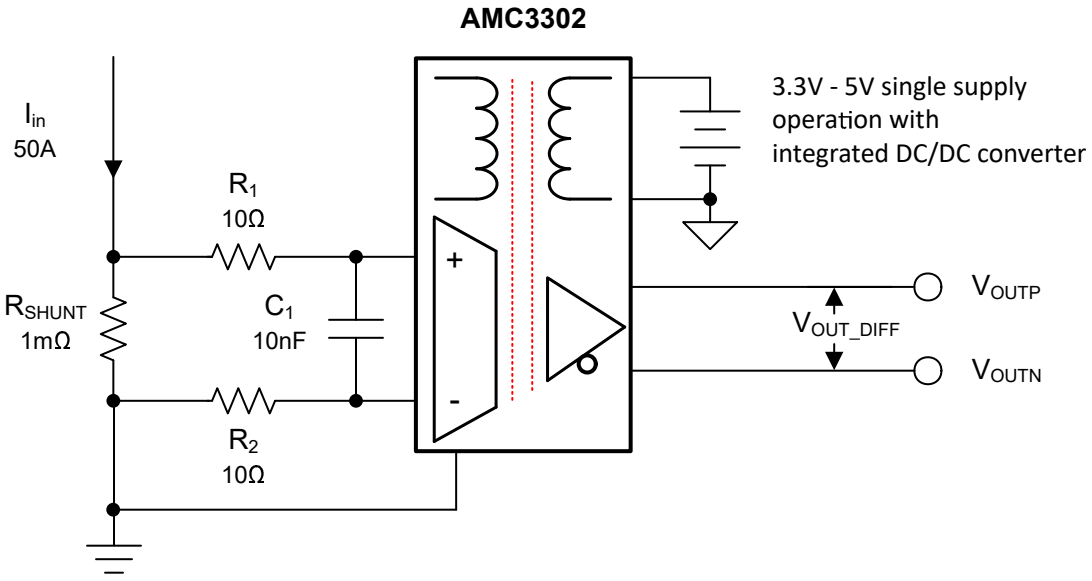
±50mV 入力および差動出力を備えた絶縁型電流検出回路

設計目標

電流源		入力電圧		出力電圧		単一電源
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$	V_{DD}
-50 A	50 A	-50 mV	50 mV	-2.05 V	2.05 V	5 V

設計の説明

この絶縁型単一電源の双方向電流センシング回路は、-50A～50A の負荷電流を正確に測定できます。入力の線形範囲は -50mV～50mV で、差動出力スイングは -2.05V～2.05V、出力同相電圧 (V_{CM}) は 1.44V です。絶縁型アンプ回路のゲインは 41V/V に固定されています。この設計では、高電圧アプリケーションにおけるオペレータの安全を確保するために、動作電圧は 1200V とする必要があります。



デザイン ノート

1. AMC3302 が選択されたのは、高い精度、小さい入力電圧範囲、シングル ローサイド電源という、この用途における要件が理由です。
2. AMC3302 に電力を供給する VDD には、低インピーダンス、低ノイズのソースを選択します。
3. 最高の精度の測定を求める場合は、温度係数の小さい高精度シャント抵抗を選択してください。
4. 予測されるピーク入力電流レベルに基づいて電流シャント抵抗を選択します。
5. 連続動作の場合は、IEEE 規格に従った通常の条件下において、定格電流の 2/3 を超える電流でシャント抵抗を動作させないでください。消費電力の要件が厳しいアプリケーションでは、シャント抵抗をさらに小さくするか、定格ワット数を増やす必要があるかもしれません。

設計手順

1. 入力電流範囲と絶縁アンプの固定ゲインがある場合、伝達方程式を決定します。

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 41$$

2. 最大シャント抵抗値を決定します。

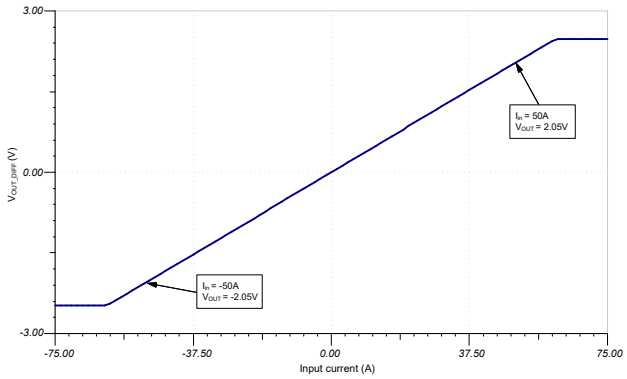
$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\ mV}{50\ A} = 1\ m\Omega$$

3. シャント抵抗の最小消費電力を決定します。

$$Power\ R_{shunt} = {I_{inMax}}^2 \times R_{shunt} = 2500\ A \times 0.001\ \Omega = 2.5\ \text{W}$$

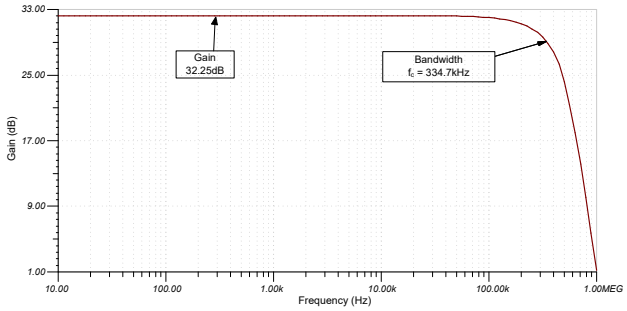
DC 伝達特性

以下のグラフでは、AMC3302 差動出力の DC 特性のシミュレーションを示しています。このグラフは、出力が ±50A で線形であることを示しています。



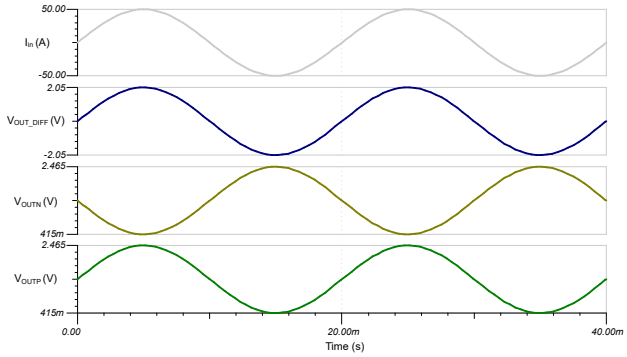
閉ループの AC シミュレーション結果

AC スイープは、差動出力の AC 伝達特性を示しています。AMC3302 のゲインは 41V/V であるため、次の図に示すように 33.25dB のゲインが予想されます。



過渡シミュレーション結果

以下の過渡シミュレーションは、AMC3302 の -50A から 50A までの出力信号を示しています。AMC3302 の差動出力は予想どおり ±2.05Vpk-pk です。



設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『アナログ エンジニア向け回路クックブック』を参照してください。

設計に使用されている絶縁アンプ

AMC3302	
動作電圧	1200 V_{RMS}
ゲイン	41 V/V
帯域幅	340 kHz TYP
リニアな入力電圧範囲	±50 mV
AMC3302	

代替絶縁型アンプの設計

AMC3301	
動作電圧	1200 V_{RMS}
ゲイン	8.2 V/V
帯域幅	334 kHz TYP
リニアな入力電圧範囲	±250 mV
AMC3301	

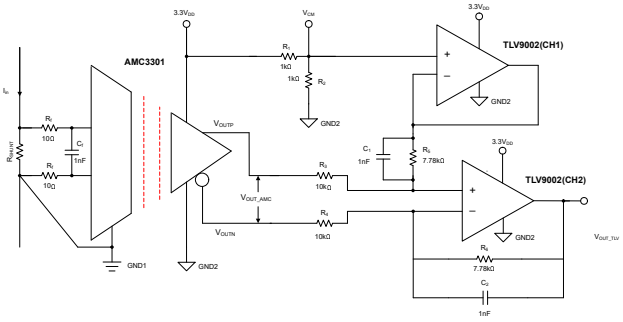
±250mV の入力範囲、シングルエンド出力電圧の絶縁型電流センシング回路

設計目標

電流源		入力電圧		出力電圧	単一電源
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-10 A	10 A	-250 mV	250 mV	55 mV～3.245 V	3.3 V

設計の説明

この絶縁型電流センシング回路は、25mΩ のシャント抵抗の両端において 2.5W の公称消費電力で、-10A～10A の負荷電流を正確に測定できますが、これらに限定されません。この絶縁型アンプの入力のリニア範囲は -250mV～250mV、差動出力スイングは -2.05V～2.05V、出力同相電圧 (V_{CM}) は 1.44V です。絶縁型アンプ回路のゲインは 8.2V/V に固定されています。TLV9002 は、差動出力信号をシングルエンド信号に変換するために使用されます。この信号は、ADS8326 などのシングルエンド ADC と組み合わせて使用したり、分圧器から派生した V_{CM} をバッファリングしたりできます。1.65V のリファレンス電圧を使用して、最終的な出力電圧範囲と同相電圧レベルを設定します。



デザイン ノート

1. AMC3301 は、精度、入力電圧範囲、デバイスのシングル ローサイド電力要件により選択されました。
2. TLV9002 は、低コスト、低オフセット、小型、デュアル チャネルであることから選択されました。
3. TLV9002 と AMC3301 に電力を供給し、シングルエンド出力用の同相電圧を供給する AVDD には、低インピーダンス、低ノイズのソースを選択します。
4. 最高の精度を求める場合は、温度係数の小さい高精度シャント抵抗を使用してください。
5. 予測されるピーク入力電流レベルに対応する電流シャントを選択します。
6. 連続動作の場合は、IEEE 規格に従って、通常の条件下では定格電流の 2/3 を超える電流でシャント抵抗を動作させないことをお勧めします。消費電力の要件が厳しいアプリケーションでは、シャント抵抗をさらに減らすか、定格ワット数を増やすことが必要な場合もあります。
7. 適切な分圧抵抗値を使用して、TLV9002 のチャネル 1 の同相電圧を設定してください。
8. シングルエンド出力に適切な出力スイングが得られるように、TLV9002 のチャネル 2 のゲイン設定抵抗に適切な値を選択します。

設計手順

1. 入力電流範囲と絶縁アンプの固定ゲインがある場合、伝達方程式を決定します。

$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 8.2$

2. 最大シャント抵抗値を決定します。

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{10A} = 25m\Omega$$

3. シャント抵抗の最小消費電力を決定します。

$$\text{Power } R_{SHUNT} = I_{inMax}^{2} \times R_{SHUNT} = 100A \times .025\Omega = 2.5W$$

4. 3.3V ADC と接続する場合、AMC3301 と TLV9002 の両方が 3.3V の電源電圧で動作するため、単一電源を使用できます。
5. TLV9002 のチャネル 1 を使用して、チャネル 2 のシングルエンド出力の同相電圧 1.65V を設定します。3.3V 電源の場合、単純な分圧抵抗を使用して 3.3V を 1.65V に分圧できます。R2 に 1kΩ を使用するなら、R1 は次の式で計算できます。

$$R_1 = \frac{V_{DD} \times R_2}{V_{CM}} - R_2 = \frac{5V \times 1000\Omega}{2.5V} - 1000\Omega = 1000\Omega$$

6. TLV9002 はレール ツー レールのオペアンプです。ただし、TLV9002 の出力は、電源レールから最大 55mV までスイングします。この要件を満たすには、シングルエンド出力は 55mV～3.245V (3.19Vpk-pk) の範囲でスイングする必要があります。
7. AMC3301 の V_{OUTP} および V_{OUTN} 出力は 2.05Vpk-pk で、180 度の位相差があり、同相電圧は 1.44V です。したがって、差動出力は ±2.05V または 4.1Vpk-pk です。

   TLV9002 の出力制限内に維持するには、AMC3301 の出力を 3.19/4.1 の係数で減衰させる必要があります。$R_3 = R_4$、$R_5 = R_6$ の場合、R_5 と R_6 の計算には、次に示す差動からシングルエンドのへ段の伝達関数を使用できます。

$$V_{OUT_TLV} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,6}}{R_{3,4}}\right) + V_{CM}$$

8. 前に計算した TLV9002 の出力スイングを使用し、R_3 と R_4 を 10kΩ に選択すると、R_5 と R_6 は次の式で 7.78kΩ と計算できます。

$$3.245 = (2.465V - 415mV) \times \left(\frac{R_{5,6}}{10k\Omega}\right) + 1.65$$

   標準の 0.1% 抵抗値では、7.77kΩ を使用できます。これにより、TLV9002 の制限範囲内で最大の出力スイングが得られます。
9. コンデンサ C1 および C2 は、抵抗 R5 および R6 と並列に配置され、高周波成分を制限します。$R_5 = R_6$ かつ $C_1 = C_2$ のとき、カットオフ周波数は次の式で計算できます。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{5,6} \times C_{1,2}}$$

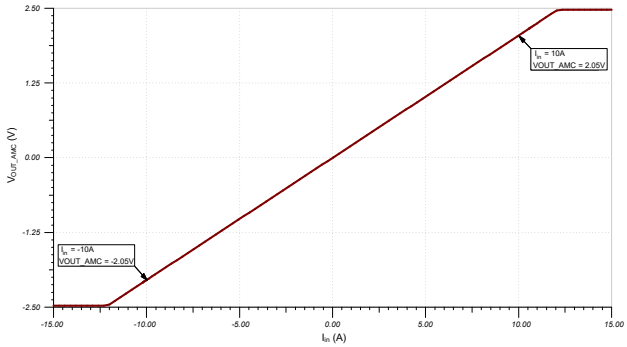
   C1 = C2 = 1nF、R5 = R6 = 7780Ω のとき、カットオフ周波数は 20.45kHz と計算できます。

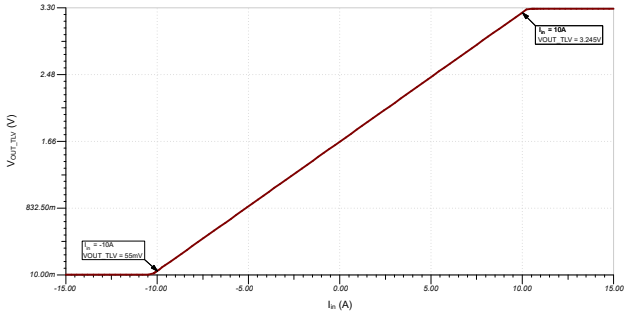
$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 7780\Omega \times 1nF} = 20.45kHz$$

設計シミュレーション

DC シミュレーション結果

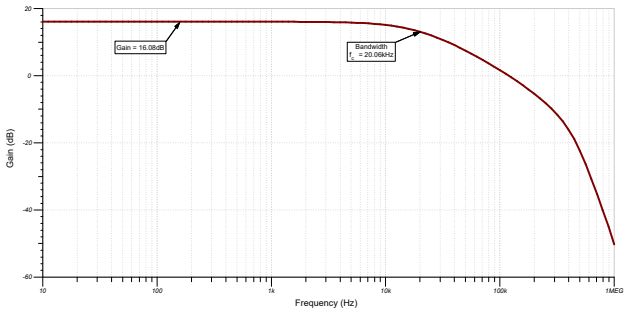
以下のプロットは、TLV9002 アンプの AMC3301 差動出力とシングルエンド出力の DC 特性をシミュレートしたものです。どちらのグラフも、出力が ±10 A で線形であることを示しています。





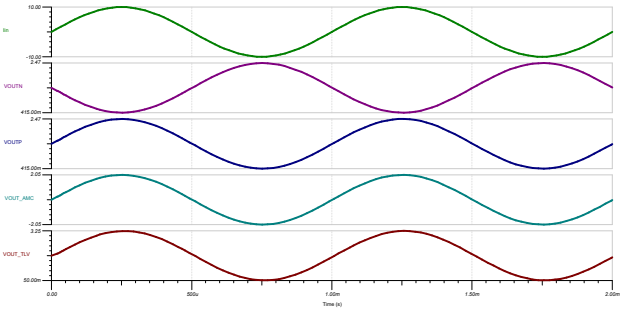
閉ループの AC シミュレーション結果

以下の AC スイープに、シングルエンド出力の AC 伝達特性を示します。**前の式**で示された計算済みのカットオフ周波数を使用すると、シミュレーションがテスト結果とほぼ一致していることがわかります。AMC3301 のゲインは 8.2V/V で、差動からシングルエンドへの変換では 0.778V/V のゲインが適用されるため、以下の画像に示す 16.11dB のゲインが期待されます。



過渡シミュレーション結果

以下の過渡シミュレーションは、AMC3301 と TLV9002 の出力信号を -10A～10A で示しています。AMC3301 の差動出力は予測されるように ±2.05Vpk-pk、シングルエンド出力は 3.19Vpk-pk で、55mV～3.245V の範囲でスイングしています。



設計の参照資料

TI の包括的な回路ライブラリについては『**アナログ エンジニア向け回路クックブック**』を、差動からシングルエンドへの出力変換の詳細については、『**差動出力 (絶縁) アンプとシングルエンド入力 ADC との接続**』アプリケーション ブリーフを参照してください。

設計に使用されている絶縁型アンプ

AMC3301	
動作電圧	1200 V_{RMS}
ゲイン	8.2 V/V
帯域幅	300 kHz TYP
リニアな入力電圧範囲	±250 mV
AMC3301	

代替絶縁型アンプの設計

AMC3330	
動作電圧	1200 V_{RMS}
ゲイン	2 V/V
帯域幅	310 kHz TYP
リニアな入力電圧範囲	±1000 mV
AMC3330	

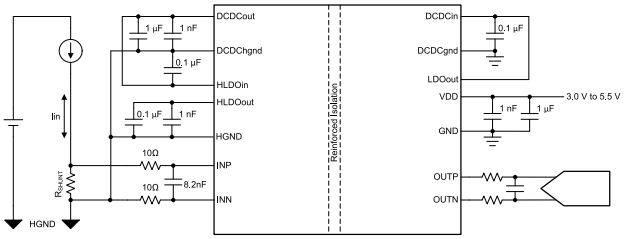
±250mV 入力および差動出力の絶縁型電流測定回路

設計目標

電流源		入力電圧		出力電圧		単一電源
I_{inMin}	I_{inMax}	Dif V_{INMin}	DIF V_{INMax}	Dif V_{OUTMin}	Dif V_{OUTMax}	V_{DD}
-50A	50A	-250mV	250mV	-2.05V	2.05V	3.0V～5.5V

設計の説明

この電流センシング回路は、絶縁型、単一電源、双方向で動作し、-50A～50A の負荷電流を高精度で測定できます。入力の線形範囲は -250mV～250mV で、差動出力範囲は -2.05V～2.05V です。回路のゲインは 8.2V/V に固定されています。この設計では、高電圧アプリケーションでオペレータの安全を保証するために 1000V の動作電圧が必要です。



デザイン ノート

1. 絶縁バリアの両端で 1000V 以上の動作電圧を持つアンプを選択します。
2. 内部バイアス電流からの電圧降下を最小限に抑え、-3dB のカットオフ周波数を約 1MHz に維持する入力フィルタ部品を選択します。
3. 最高の精度を求める場合は、温度係数の小さい高精度シャント抵抗を使用してください。
4. 予測されるピーク入力電流レベルに対応する電流シャントを選択します。
5. シャント抵抗の電力は、システムの予測される連続電力定格の 3～8 倍にする必要があります。

設計手順

1. 入力電流範囲と絶縁アンプの固定ゲインがある場合、伝達方程式を決定します。

$$V_{OUT} = I_{in} \times Rshunt \times 8.2V$$

2. 最大シャント抵抗を決定します。

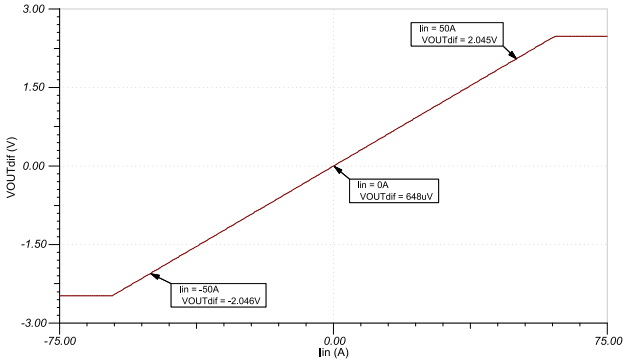
$$Rshunt = \frac{Vshunt}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{50A} = 5m\Omega$$

3. 必要なシャント抵抗の最小消費電力を決定します。

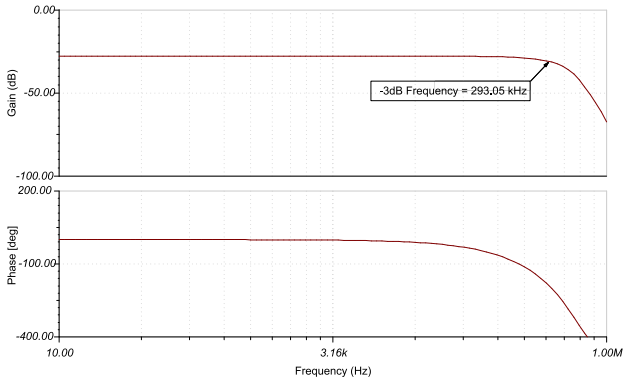
$$Power\ Rshunt = I_{inMax^2} \times Rshunt = 2500 \times 0.005 = 12.5W$$

設計シミュレーション

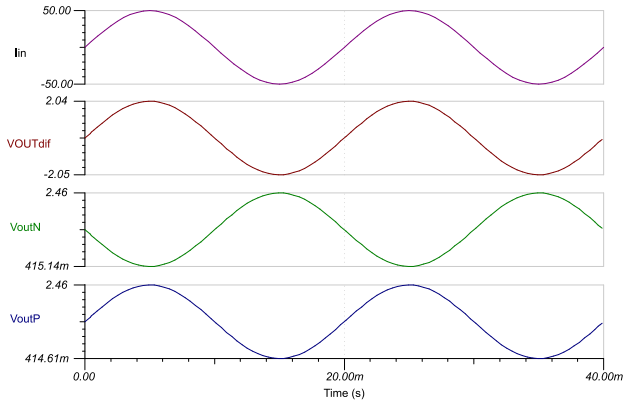
DC シミュレーション結果



閉ループの AC シミュレーション結果



過渡シミュレーション結果



設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『**アナログ エンジニア向け回路クックブック**』を参照してください。

主要なファイルへのリンク (TINA)

この回路の設計ファイル - **AMC3301 TINA-TI リファレンス デザイン**

設計に使用されているオペアンプ

AMC3301	
動作電圧	$1000V_{RMS}$
ゲイン	8.2V/V
帯域幅	300kHz TYP
リニアな入力電圧範囲	±250mV
https://www.ti.com/product/ja-jp/AMC3301	

設計の代替オペアンプ

AMC3330	
動作電圧	$1000V_{RMS}$
ゲイン	2V/V
帯域幅	310kHz TYP
リニアな入力電圧範囲	±1000mV
https://www.ti.com/product/ja-jp/AMC3330-Q1	

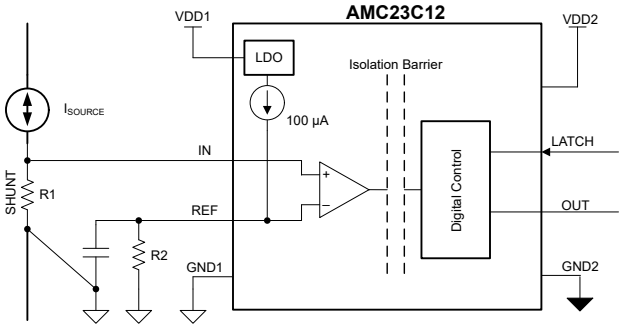
絶縁型過電流保護回路

設計目標

公称電流	過電流レベル	ハイサイド電源	ローサイド電源	過渡応答時間
50 A	55 A	3 V～27 V	2.7 V～5.5V	≦ 1000ns

設計の説明

この高速な絶縁型双方向過電流検出回路は、AMC23C12 を使って実装されています。AMC23C12 は、絶縁型ウィンドウ コンパレータと、固定の内部高精度電流源とユーザー選択可能な抵抗によって調整できるスレッショルド レベルとを特長としています。この回路は、過電流状況を素早く検出し、モーター制御、トラクション インバータ、その他の産業用制御システムで使用される高速スイッチのパルス幅変調 (PWM) 制御をコントローラが無効化できるように設計されています。



過電流保護回路図

デザイン ノート

1. 誤差ができるだけ小さくなるように、高精度シャント抵抗 (R_1) とスレッショルド設定抵抗 (R_2) を選択します。
2. AMC23C12 には、最大 27V のゲート駆動電源またはハイサイド補助電源から電力を供給します。
3. ウィンドウ コンパレータ動作モードを使って、公称電流制限値および過電流制限値と一致するようにシャント抵抗およびスレッショルド設定抵抗を選択します。

設計手順

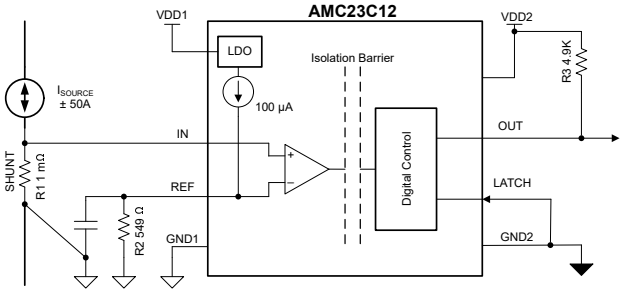
1. 公称電流レベルに基づいてシャント抵抗のサイズを決定します。入力ピンが 50mV になるように、シャント抵抗のサイズを設定します。

$$R_1 = \left(\frac{50\ \ mV}{50\ \ A}\right) = 1.0\ \ m\Omega$$

2. 内部 100µA 電流源と目標トリップ レベル (55A、ウィンドウ コンパレータの入力の 1mΩ シャントで 55mV) を使用して、目的の電流トリップ レベルに基づいて、R2 の値を決定します。

$$R_2 = \left(\frac{55\ \ mV}{100\ \ \mu A}\right) = 550\ \ \Omega$$

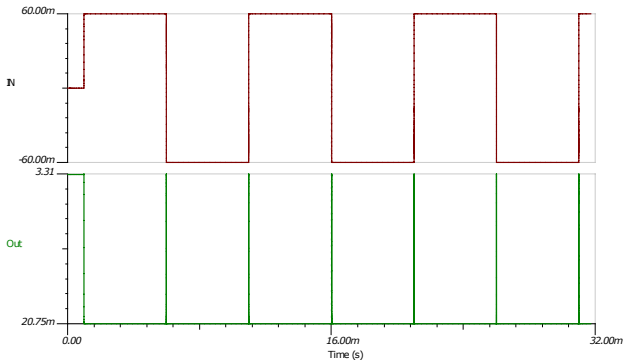
   - **アナログ技術者向けカリキュレータ**を使い、550Ω に最も近い E96 抵抗値として 549Ω が求まります。
3. 任意 - 推奨動作電源電圧よりも高い電圧から AMC23C12 を保護するため、27V のツェナー ダイオードを選択します。



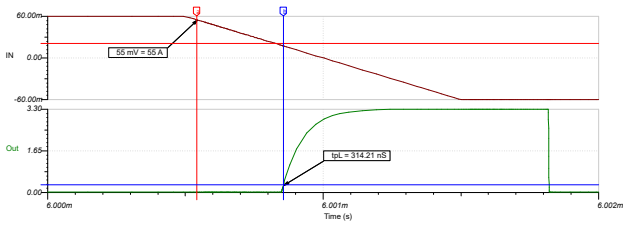
修正された過電流保護回路図

設計シミュレーション

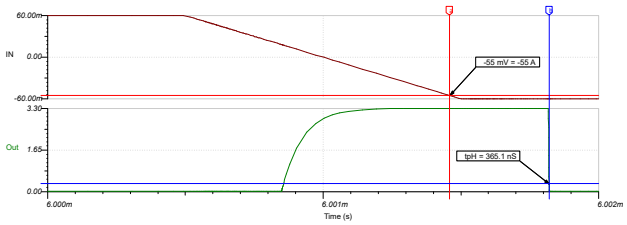
以下の画像は過電流保護回路の SPICE シミュレーションです。このシミュレーションは、エッジ トリガまでの時間 (約 360ns) を示しています。



過電流保護シミュレーションの過渡応答



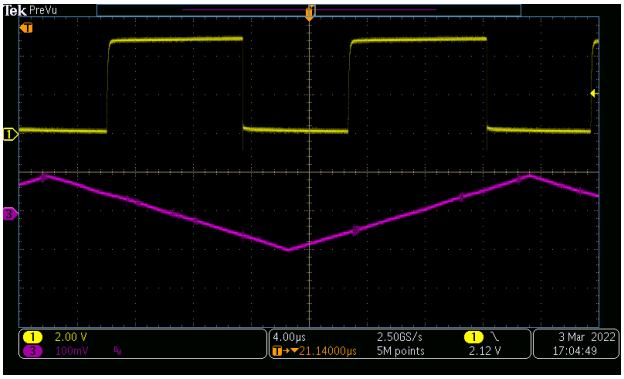
過電流保護シミュレーションの過渡応答 - 立ち上がり



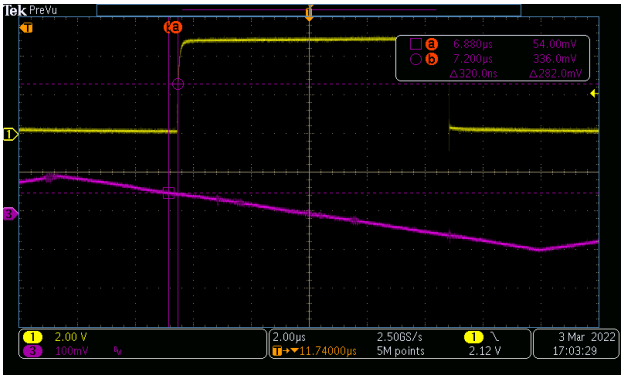
過電流保護シミュレーションの過渡応答 - 立ち下がり

設計結果

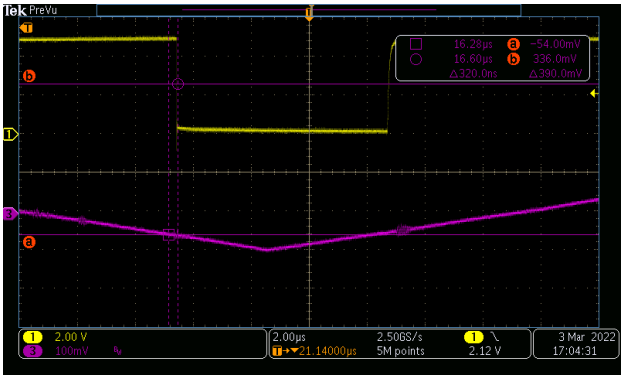
以下の画像は物理回路の波形キャプチャです。**過電流保護回路の波形**は、出力 (ライン 1) と入力 (ライン 3) との関係を示しています。**過電流保護回路の波形 - 立ち上がり**は、出力 (ライン 1) の立ち上がりエッジと、電流のトリガから出力までの遅延時間を示しています。**過電流保護回路の波形 - 立ち下がり**は、出力 (ライン 1) の立ち下がりエッジと、電流のトリガから出力までの遅延時間を示しています。



過電流保護回路の波形



過電流保護回路の波形 - 立ち上がり



過電流保護回路の波形 - 立ち下がり

使用デバイス

デバイス	主な特長	デバイスのリンク
AMC23C12	• 広いハイサイド電源電圧範囲:3V～27V • ローサイド電源電圧範囲:2.7V～5.5V • 可変スレッショルド: – ウィンドウ コンパレータ モード:±20mV～±300mV – 正 (非反転) 入力を使用するコンパレータ モード:600mV～2.7V • スレッショルド電圧調整のリファレンス:100µA、±2% • トリップ スレッショルドの誤差:250mV のとき ±1% (最大値) • 伝搬遅延:290 ns (標準値) • 「高 CMTI:55kV/µs (最小値) • オプションのラッチ モードに対応したオープン ドレイン出力 • 安全関連認証: – DIN VDE V 0884-11 に準拠した強化絶縁耐圧:7000V_{PK} – UL1577 に準拠した絶縁耐圧:5000V_{RMS} (1 分間) • 拡張産業温度範囲の全体にわたって完全に仕様を規定:-40℃～+125℃	デバイス:**AMC23C12** 類似デバイス: **絶縁型アンプ**

設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、**『アナログ エンジニア向け回路クックブック』**を参照してください。

テキサス・インスツルメンツ、『**AMC23C12 可変閾値電圧、ラッチ機能を有する高速応答、強化絶縁型ウィンドウ コンパレータ**』データシート

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

はじめに

電流を検出するときは、産業用 3 相サーボ モーター システム、電気自動車用バッテリ管理システム、太陽光発電インバータのいずれにおいても、多くの場合は安全のために何らかの絶縁方式を実装することが必要になります。安全関連の各種規格では、特定の設計に関連する最終機器についての具体的な絶縁要件が定義されています。機器の種類、使用する電圧レベル、機器を設置する環境に応じて、どのレベルの絶縁 (基本絶縁、補助絶縁、強化絶縁) が必要かを判断する際には、さまざまな要因を考慮しなければなりません。

テキサス・インスツルメンツでは、前述の用途で電圧および電流のシャント検出に使用できる、基本絶縁または強化絶縁の要件を満たすさまざまな絶縁型電流シャント アンプを提供しています。強化絶縁を必要とする用途向けのデバイスの 1 つが AMC1301 です。AMC1301 の出力は 1.44V の同相電圧を中心とする完全差動信号であり、**図 15** に示すようにスタンドアロンの A/D コンバータ (ADC) に直接供給するか、MSP430 および C2000 ファミリのマイクロコントローラ デバイスに搭載されたオンボード ADC に直接供給できます。

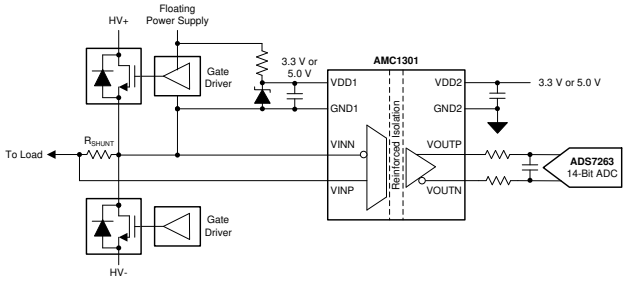


図 15. *AMC1301 の機能ブロック図*

組み込みの ADC

MSP430 および C2000 ファミリのプロセッサには、いずれもシングルエンド入力 ADC が組み込まれています。*この場合、差動信号をシングルエンド データ コンバータに取り込むにはどうすればよいでしょうか。*

これを実現する最も簡単な方法は、AMC1301 の出力を 1 つだけ使用し、2 つ目の出力をフローティングにすることです。この設計の欠点は、データ コンバータで出力電圧スイングを半分しか利用できず、測定のダイナミック レンジが減少することです。AMC1301 のアナログ入力範囲は ±250mV です。**図 16** に示すように、8.2 の固定ゲインでは、VOUTN と VOUTP の電圧は 1.44V の同相出力を中心に ±1.025V になります。差動では、出力電圧は ±2.05V です。

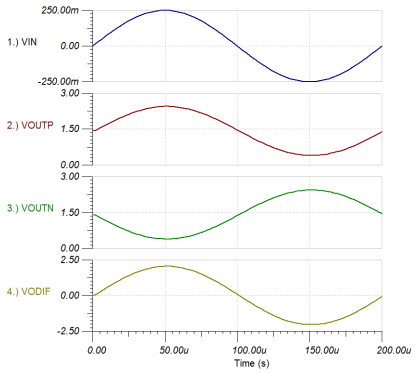


図 16. *差動出力電圧*

図 17 に示すように、差動からシングルエンドへのアンプの出力段を追加すると、AMC1301 の全出力範囲を ADC に供給できます。

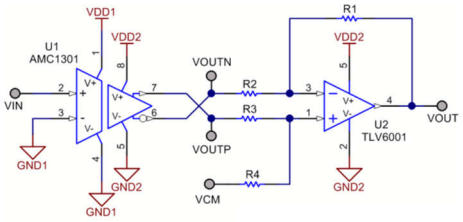


***図 17.** 差動からシングルエンドへの出力*

VIN に ±250mV のフルスケールの正弦波が印加されていると仮定すると、AMC1301 の内部ゲインは、180° の位相差がある VOUTP と VOUTN のポイントで 2.05Vpk-pk の出力を供給します。これらの信号の差 VODIF は 4.1Vpk-pk です。R1 = R4、R2 = R3 の場合、出力段の伝達関数は **式 8** のようになります。

$$\mathrm{VOUT} = \mathrm{VOUTP} \times \left(\frac{\mathrm{R4}}{\mathrm{R3}}\right) - \mathrm{VOUTN} \times \left(\frac{\mathrm{R1}}{\mathrm{R2}}\right) + \mathrm{VCM} \tag{8}$$

式 8 の R1～R4 の抵抗値が同じで、VCM を 2.5V に設定した場合、**式 9** のように小さくなります。

$$\mathrm{VOUT} = (\mathrm{VOUTP} - \mathrm{VOUTN}) + \mathrm{VCM} \tag{9}$$

図 18 のグラフは、AMC1301 の入力電圧と出力電圧、および最終的な差動からシングルエンドへの出力段の出力電圧を示しています。±2.05V の差動電圧が 0.5～4.5V のシングルエンド信号に置き換わっています。

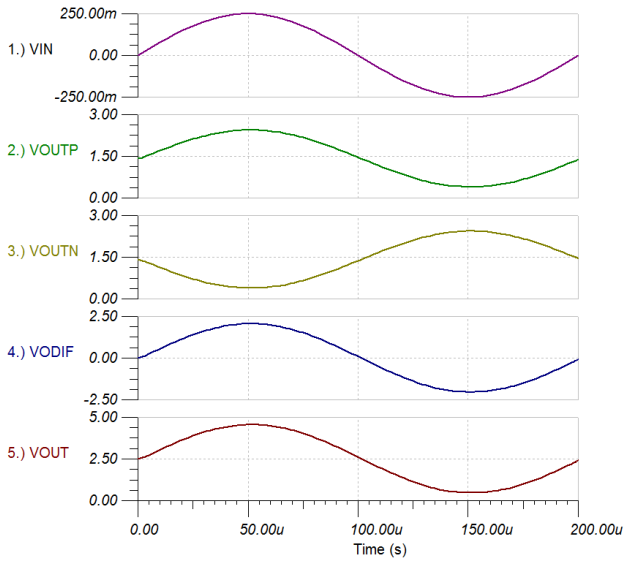


***図 18.** シングルエンド出力電圧*

ADC の入力電圧範囲に応じて、差動からシングルエンドへの段にゲインまたは減衰を組み込んで出力スイングを調整できます。出力同相電圧を ADC に必要な入力に合わせて調整することもできます。

設計例

MSP430 デバイスに搭載された ADC12 で内部電圧リファレンスを使用するときの入力電圧範囲は 0～2.5V です。AMC1301 の VOUTP を使用すると、0.415V～2.465V の範囲の入力信号を ADC12 に供給できます。これはコンバータの入力範囲内であり、AMC1301 の入力範囲の半分のみを使用します。**図 19** に示すように、ゲインが 0.5、同相電圧が 1.25V の差動からシングルエンドへのアンプ構成を使用すると、AMC1301 の全電圧範囲を ADC12 に印加できます。

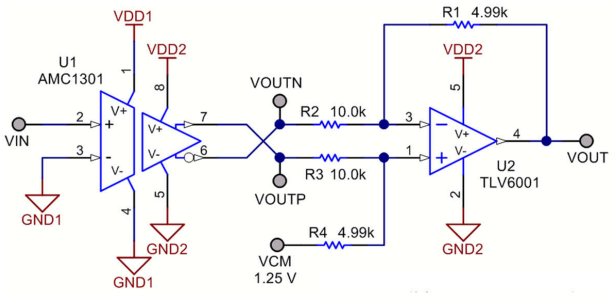


図 19. *差動からシングルエンドへのスケーリングされた出力*

その他の推奨デバイス

AMC1100 と AMC1200 は、AMC1301 と同等の性能の基本絶縁を低価格で提供します。TLV170 は、バイポーラ出力を必要とする用途に使用できます。

表 5. その他の推奨デバイス

デバイス	最適化されたパラメータ	性能のトレードオフ
AMC1100	最大 4250V_{PEAK} のガルバニック絶縁	過渡耐性が低い
AMC1200	最大 4250V_{PEAK} のガルバニック絶縁	基本絶縁か強化絶縁かの違い
TLV170	±18V までのバイポーラ動作	入力バイアス電流が高い

まとめ

AMC1301 のシングル出力を使用してシングルエンド ADC を駆動することもできますが、出力に差動からシングルエンドへのオペアンプ段に追加することで、対象の用途でのダイナミック レンジを最大限に広げることができます。

関連資料

1. 三相システムでの低ドリフト ローサイド電流測定
2. 高電圧の電源レールにおける高精度の電流測定

AMC3311 を使用して、AMC23C11 に絶縁型センシングとフォルト検出用の電力供給を行う

アプリケーション ブリーフ

はじめに

モータ ドライブ 、サーボ ドライブ 、オンボード チャージャ (OBC)、ストリング インバータ 、マイクロ インバータ などのアプリケーションでは、故障検出は不可欠です。絶縁バリアをまたいで高電圧ドメインと低電圧ドメインを分離することで、システムを異なる同相電圧で動作させることができます。高電圧ドメインは機能を実行し、低電圧ドメインは機器を制御します。これにより、低電圧回路への電気的損傷とユーザーの感電の両方を防ぐことができます。高い同相電圧で動作している場合、過電圧などの故障を検出する必要があります。この資料では、AMC3311 が HLDO_OUT から ハイサイド電源電流を供給し、AMC23C11 絶縁型コンパレータの高電圧ドメインに電力を供給して、コンパクトな故障検出設計を実現する方法を説明します。

AMC3311 は高精度の強化絶縁型アンプです。このデバイスの入力電圧範囲は 0～2V で、制御ループを駆動する高精度の絶縁型 DC 電圧測定用のオプションです。このデバイスの特長は、4mA の補助回路用ハイサイド電源電流をサポートする DC/DC コンバータを内蔵していることです。これにより、AMC3311 のフィードバック測定と AMC23C11 の過電圧故障検出の両方で、デバイスのローサイドからハイサイドまで単一電源動作が可能になります。AMC23C11 は高速応答の強化絶縁型コンパレータです。このデバイスを使用すると、調整可能なトリップ スレッショルドで過電流または過電圧を迅速にセンシングできます。2.7mA のハイサイド電源電流が必要になります。AMC3311 は、DC/DC コンバータを内蔵した初の絶縁型アンプであり、制御機能用の高精度絶縁型アンプと、過電流や過電圧保護用の高速応答コンパレータを必要とするアプリケーションにおいて、2 つのデバイスをペアで動作させることができます。

AMC3311 を使用して AMC23C11 に電力供給を行う

AMC3311 は、ハイサイド電源を必要とする接続部品に対して、HLDO_OUT ピン経由で最大 4mA を供給できる絶縁型電源を備えています。この特長のおかげで、AMC23C11 などの高性能絶縁型コンパレータを直接使用できます。

AMC3311 から供給可能な電流により、絶縁型アンプで使用できるコンパニオン デバイスの選択肢が広がります。**図 20** に、AMC3311 を使用して AMC23C11 のハイサイドに電力を供給する回路図の例を示します。この回路図では、AMC3311 のピン 5 の HLDO_OUT は、AMC23C11 のピン 1 の VDD1 まで伸びています。絶縁型コンパレータは、入力電圧をピン 3 のリファレンス電圧と比較します。入力電圧がリファレンス電圧として設定されたスレッショルドを上回ると、デバイスはオープン ドレイン出力をプルダウンします。スレッショルド電圧は、内部の 100µA 電流源に対するリファレンス抵抗の値を変更することで調整できます。

また、AMC23C11 には 1.4V のマージン オーバーヘッド電圧があります。スレッショルド電圧は、3.2V 入力と 1.4V マージンの差 (1.8V) を上回ることはできません。トリップ電圧を 1.07V と定義するために REF と GND1 の間に抵抗が配置されています。その結果、このオーバーヘッド要件により、絶縁型コンパレータのスレッショルド電圧はアンプで確認される真のカットオフ電圧よりも低くなるように制限されます。たとえば、アンプの真のカットオフ電圧が 2.14V である場合、その電圧はマージン オーバーヘッド電圧で設定された範囲を超えているため、絶縁型コンパレータは電圧を監視できません。その結果、RSNS は 2 つの等しい抵抗 (RSNS1 と RSNS2) に分離され、カットオフ電圧が AMC3311 に必要な電圧の半分に比例するように定義されます。一方、AMC23C11 はリファレンス電圧として 1.07V を読み取ります。

デバイスを組み合わせて配線する PCB レイアウトの例を **図 21** に示します。

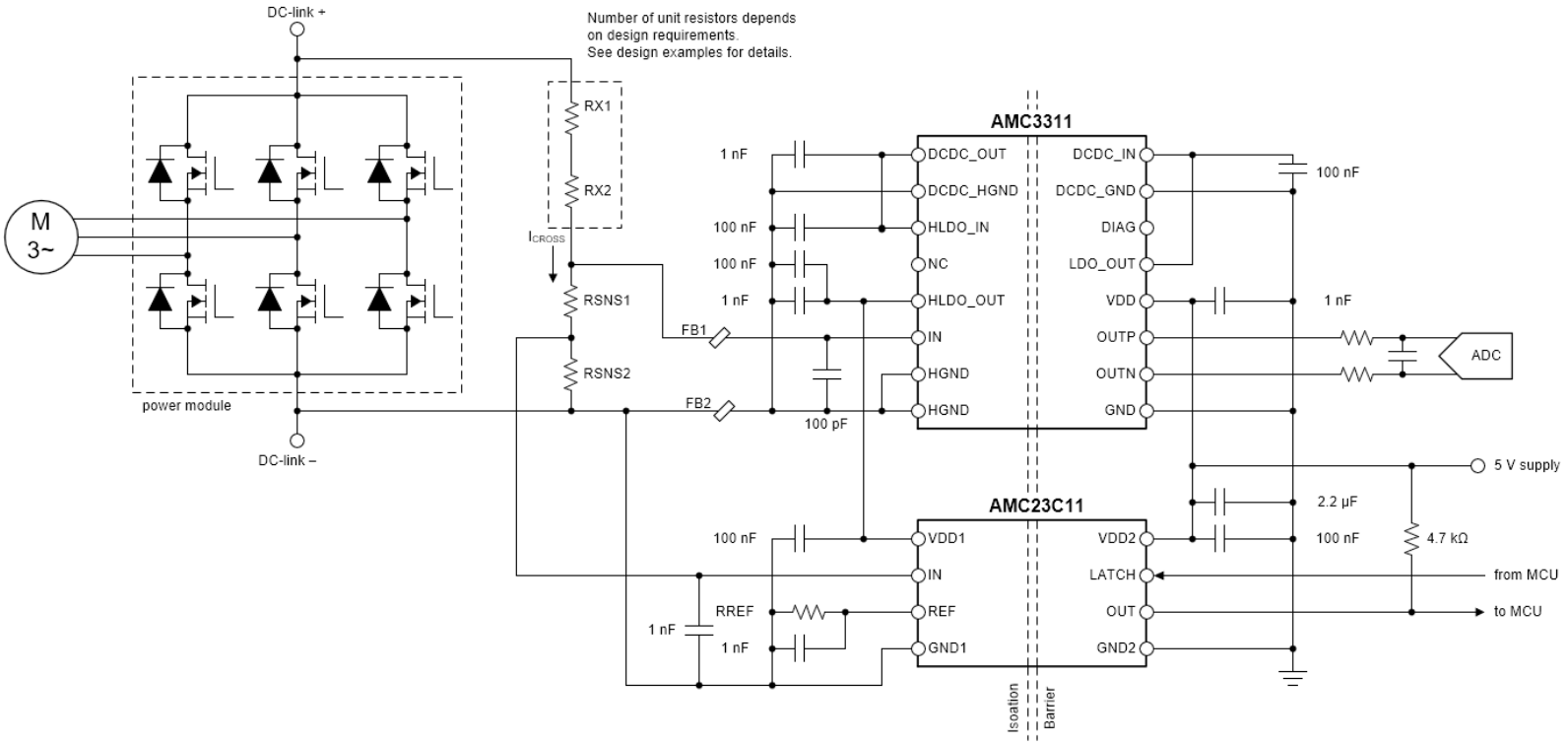


図 20. *AMC3311 および AMC23C11 の回路図*

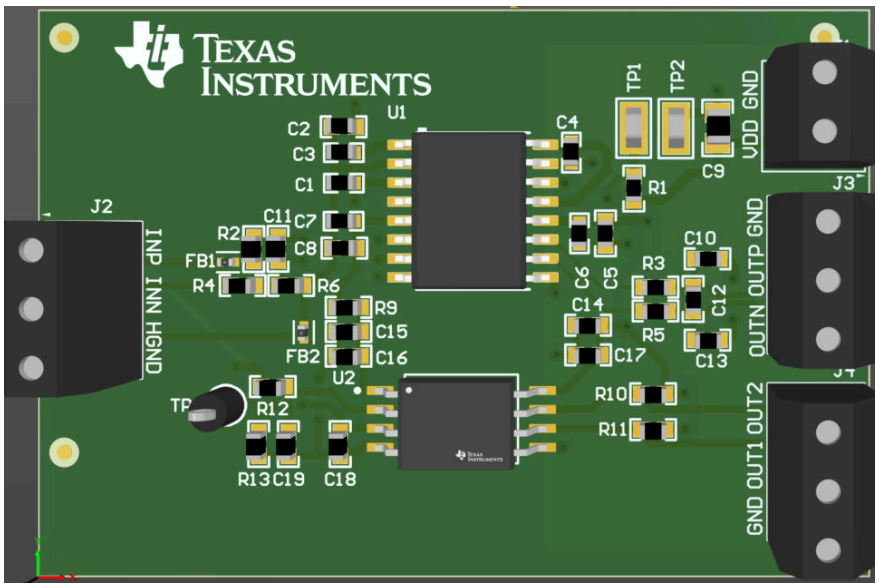


図 21. *AMC3311 および AMC23C11 の PCB レイアウト*

AMC23C11 を使用した過電圧検出

AMC3311 と AMC23C11 の過電圧応答時間を、それぞれ 図 22 と 図 23 に示します。3.2V 電源を使用する場合、入力信号 (CH4) は、1.07V の過電圧スレッショルドを上回る電圧上昇を示します。

AMC3311 の VOUTP (CH2) と VOUTN (CH1) チャネルの応答時間は 2.906µs で、AMC23C11 の OUT (CH3) チャネルの応答時間は 314.015ns です。アンプは、絶縁型コンパレータが過電圧を検出するのに要する 9 倍以上の時間を要します。この時間遅延は、低レイテンシのアプリケーションでは長すぎる場合があります。AMC3311 アンプを補完するために、絶縁型コンパレータを使用することができます。コンパレータは、設定スレッショルドより高い電圧を迅速に検出して、過電圧を防止します。これにより、影響を受ける電子機器をすべてシャットダウンするようコントローラが通知され、高電圧アプリケーションの安全性と信頼性が強化されます。

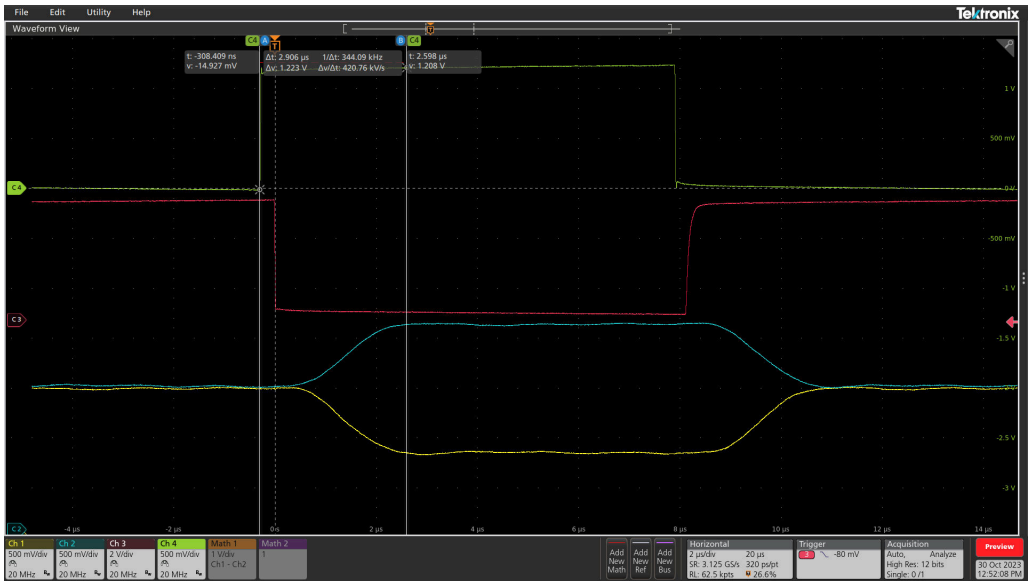


図 22. *AMC3311 の過電圧応答タイミングの波形*

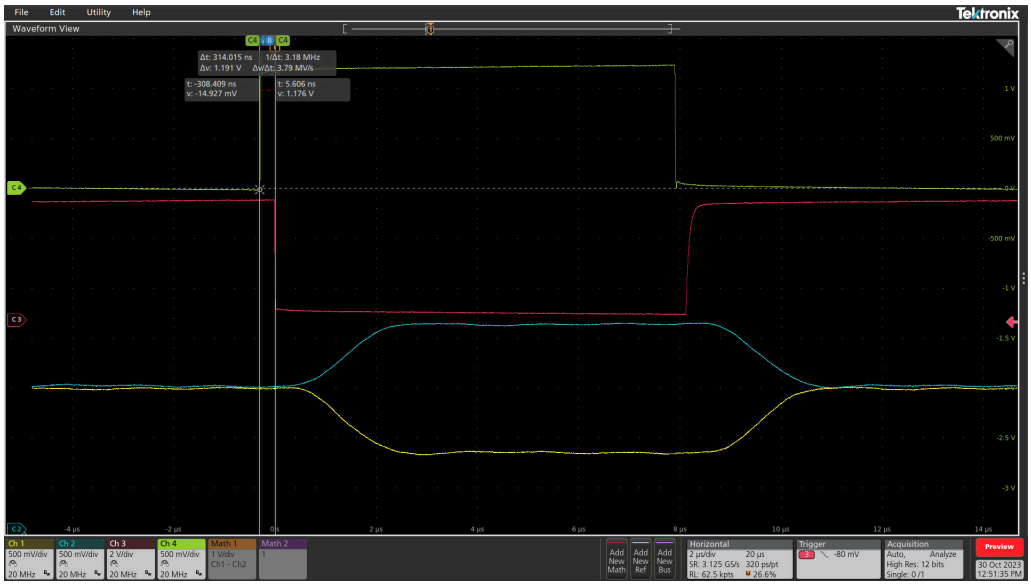


図 23. *AMC23C11 の過電圧応答タイミングの波形*

まとめ

AMC3311 は、ハイサイド電流電源を搭載した絶縁型アンプで、この電源を活用して補助センシング回路に電力を供給することができます。このデバイスは、ハイサイドで外部デバイスに最大 4mA の電力を供給でき、AMC23C11 などの高速絶縁型コンパレータと互換性があります。このコンパレータには、過電圧保護のために応答時間を大幅に短縮できるという利点があります。AMC3311 と AMC23C11 を組み合わせて使用することは、電圧と電流のセンシング アプリケーションに有用なオプションとなります。

その他の資料

- テキサス・インスツルメンツ、『**プレシジョン ラボ シリーズ：絶縁の概要**』ビデオ シリーズ
- テキサス・インスツルメンツ、『**AMC3311-Q1 DC/DC コンバータ内蔵、車載用、高精度、2V 入力、強化絶縁型アンプ**』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『**AMC23C11 可変閾値電圧、ラッチ機能を有する高速応答、強化絶縁型コンパレータ**』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『**絶縁の用語集**』
- テキサス・インスツルメンツ、『**絶縁型アンプ電圧センシング Excel カリキュレータ**』設計リソース

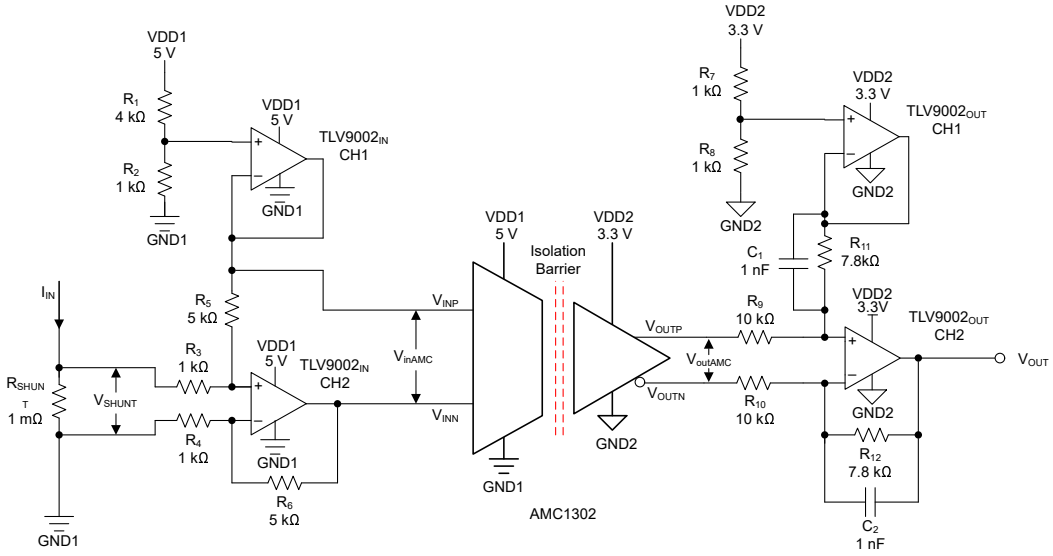
フロントエンド ゲイン段を備えた絶縁型電流センシング回路

設計目標

電流源 (公称値)		電流源 (短絡)	入力電圧		出力電圧	電源	
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	I_{SHORT}	$V_{SHUNT,\ MIN}$	$V_{SHUNT,\ MAX}$	V_{OUT}	V_{DD1}	V_{DD2}
±10mA	±10A	±200A	±10µV	±10 mV	55mV～3.245V	5 V	3.3 V

設計の説明

サーキット ブレーカなどの一部のアプリケーションには、小さい公称電流を測定すると同時に、高い短絡電流に耐性のある回路が必要です。この回路設計資料では、±10mA～±10A の公称負荷電流を正確に測定でき、最大 ±200A の短絡電流に耐性のある絶縁型電流センシング回路について説明します。この回路の出力は、MSP430 に統合されているような 3.3V のシングルエンド ADC で使用されることを想定しています。測定対象のライン電流と ADC との絶縁には、絶縁アンプ (AMC1302) を使用します。1mΩ シャント抵抗を使用すると、予測される最小公称電流から ±10µV の信号が生成されます。デルタ シグマ変調器にはデッドゾーンがあるため、この信号はゼロ付近の電圧入力を正しく解決するには小さすぎます。この問題を解決するため、この回路は 2 チャネルのオペアンプ (TLV9002) を使用して、信号を 5V/V のゲインで増幅し、同相電圧を 1V に設定します。これにより、最小公称電流がデッドゾーン外になるだけでなく、最大公称電流が上昇して絶縁アンプのフルスケールの線形入力範囲に一致するようになります。絶縁アンプのフルスケールの線形入力範囲は ±50mV で、差動出力スイングは ±2.05V、出力同相電圧は 1.44V、固定内部ゲインは 41V/V です。絶縁型アンプの出力側では、2 番目の 2 チャネル オペアンプ (TLV9002) を使用します。最初のチャネルはシングルエンドの同相電圧を 1.65V に設定し、2 番目のチャネルは絶縁アンプからの差動出力信号を 3.3V のシングルエンド ADC で使用可能なシングルエンド信号に変換します。



デザイン ノート

1. 絶縁アンプとしては、低消費電力、高分解能、±50mV の広いフルスケール入力電圧範囲を持つことから、AMC1302 が選択されています。
2. オペアンプとしては、低コスト、低オフセット、小型、デュアル チャネルであることから TLV9002 が選択されています。
3. $TLV9002_{IN}$、$TLV9002_{OUT}$、AMC1302 に電源を供給する VDD1 と VDD2 には、低インピーダンス、低ノイズのソースを選択します。この電源ソースは、シングルエンド出力の同相電圧の設定にも使用されます。
   - VDD1 は GND1 を基準としており、VDD2 は GND2 を基準としています。
4. 最高の精度を求める場合は、温度係数の小さい高精度シャント抵抗を使用してください。
5. シャント抵抗は、予測される公称入力電流および短絡入力電流のレベルに適合するように選択します。
   a. 連続動作の場合は、IEEE 規格に従って、通常の条件下では定格電流の 2/3 を超える電流でシャント抵抗を動作させないでください。消費電力の要件が厳しいアプリケーションでは、シャント抵抗をさらに減らすか、定格ワット数を増やす必要がある場合もあります。
   b. 短絡電流については、シャント抵抗のデータシートで短期的な過負荷の仕様を確認してください。この電流は多くの場合、公称消費電力の 5 倍です。
   c. 消費電力の計算方法については、**『絶縁型アンプ電流センシング Excel カリキュレータ』**を参照して ください。
6. 適切な分圧抵抗値を使用して、$TLV9002_{IN}$ と $TLV9002_{OUT}$ 両方のチャネル 1 の同相電圧を設定します。絶縁型アンプの入力同相仕様に違反しないことを確認してください。
7. シングルエンド出力が適切な出力スイングになるように、$TLV9002_{OUT}$ のチャネル 2 のゲイン設定抵抗に適切な値を選択します。

設計手順

1. 公称電流の最大値に基づいて、適切なシャント抵抗値を決定します。

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\ mV}{10\ A} = 5\ m\Omega$$

2. このシャント抵抗は 200A の短絡電流に耐えられることが必要であるため、シャント抵抗の値をさらに 1/5 に低減できます。これは**手順 6** で補償されます。最大公称電流動作時のシャント抵抗の消費電力を決定します。

$$Power\ R_{SHUNT} = {I_{inMax}}^2 \times R_{SHUNT} = 100\ A^2 \times 1\ m\Omega = 0.1\ W$$

   最小公称電流動作時のシャント抵抗の消費電力を決定します。

$$Power\ R_{SHUNT} = {I_{inMin}}^2 \times R_{SHUNT} = 0.1\ mA^2 \times 1\ m\Omega = 0.1\ \mu W$$

3. 短絡時のシャント抵抗の消費電力を決定します。選択した短期過負荷仕様 (通常は公称値の 5 倍) が、短絡による消費電力に耐えられることを確認してください。

$$Power\ R_{SHUNT} = {I_{inShort}}^2 \times R_{SHUNT} = 40{,}000\ A^2 \times 1\ m\Omega = 40\ W$$

   消費電力を 1/5 に低減したシャント抵抗を選択します。短期過負荷要件が 40W の場合、シャント $P_{dissipation}$ は 8W です。詳細については、**『絶縁型電流センシングの設計上の考慮事項』**アナログ設計ジャーナルを参照してください。

4. TLV9002$_{IN}$ のチャネル 1 を使用して、TLV9002$_{IN}$ のチャネル 2 のシングルエンド出力の同相電圧 2.5V を設定します。チャネル 1 の 1V 出力も、AMC1302 の正入力に供給されます。5V 電源の場合、単純な分圧抵抗を使用して 5V を 1V に分圧できます。R_1 に 4kΩ を使用すると、R_2 は次の式で計算できます。

$$R_2 = \frac{V_{CM} \times R_1}{V_{DD} - V_{CM}} = \frac{1.00\,V \times 4000\,\Omega}{5.00\,V - 1.00\,V} = 1000\,\Omega$$

5. TLV9002$_{IN}$ のチャネル 2 を使用してシャント抵抗からの電圧を増幅し、最大公称電流範囲を測定する際に AMC1302 のフルスケール入力電圧範囲が使用されるようにします。シャント抵抗が 1mΩ で、最大公称電流が ±10A の場合、シャント抵抗からの出力電圧は ±10mV です。AMC1302 の最大入力電圧は ±50mV なので、シャント抵抗の出力を 5V/V で増幅する必要があります。R3|R4 を 1kΩ に維持した場合、R5|R6 の抵抗値は次の式で計算できます。

$$Gain\left(V/V\right) = \frac{R_{5,6}}{R_{3,4}};\ R_{5,6} = Gain\left(V/V\right) \times R_{3,4} = 5\ V/V \times 1\ k\Omega = 5\ k\Omega$$

6. 選択したシャント抵抗に基づいて、短絡時に AMC1302 の入力の絶対最大電圧制限に違反しないことを確認します。短絡電流が 200A の場合、AMC1302 には 1V の差動電圧が印加されます。入力同相モードは 1V に設定されているため、AMC1302 の負の入力には、GND1 を基準として最大 2V が印加されます。

$$V_{inAMC} = 200\,A \times 0.001\,\Omega \times 5\ V/V = 1\,V$$

AMC1302 の絶対最大入力電圧は、ハイサイド電源電圧より 500mV 高くなります (**『AMC1302 高精度、±50mV 入力、強化絶縁型アンプ』**データシートに記載)。5V のハイサイド電源電圧では、入力電圧の絶対最大定格に違反しません。

7. TLV9002$_{OUT}$ のチャネル 1 を使用して、TLV9002$_{OUT}$ のチャネル 2 のシングルエンド出力の同相電圧 1.65V を設定します。3.3V 電源の場合、単純な分圧抵抗を使用して 3.3V を 1.65V に分圧できます。R_7 に 1 kΩ を使用すると、R_8 は次の式で計算できます。

$$R_8 = \frac{V_{CM} \times R_7}{V_{DD} - V_{CM}} = \frac{1.65\,V \times 1000\,\Omega}{3.3\,V - 1.65\,V} = 1000\,\Omega$$

8. TLV9002 はレール ツー レールのオペアンプですが、TLV9002 の出力は電源レールから 55mV までしかスイングできません。このため、TLV9002$_{OUT}$ のシングルエンド出力は 55mV～3.245V (3.19V$_{pk\text{-}pk}$) までスイングできます。
9. AMC1302 の V_{OUTP} および V_{OUTN} 出力は 2.05V$_{pk\text{-}pk}$ で、180 度の位相差があり、同相電圧は 1.44V です。したがって、差動出力は ±2.05V (4.1V$_{pk\text{-}pk}$) です。

TLV9002$_{OUT}$ の出力制限内に維持するには、AMC1302 の出力を 3.2/4.1 の係数で減衰させる必要があります。$R_9 = R_{10}$、$R_{11} = R_{12}$ の場合、R_{11} と R_{12} の計算には、次に示す差動からシングルエンドへの段の伝達関数を使用できます。

$$V_{OUT} = \left(V_{OUTP} - V_{OUTN}\right) \times \left(\frac{R_{11,12}}{R_{9,10}}\right) + V_{CM}$$

10. 前に計算した TLV9002$_{OUT}$ の出力スイングを使用し、R_9 と R_{10} を 10kΩ とすると、R_{11} と R_{12} は次の式で 7.8kΩ と計算できます。

$$3.2 = \left(2.465\ V - 415\ mV\right) \times \left(\frac{R_{11,12}}{10\ k\Omega}\right) + 1.65$$

標準の 0.1% 抵抗値を使用する場合、7.8kΩ 抵抗を使用できます。これにより、TLV9002 の制限内で最大出力スイングが得られます。

11. コンデンサ C_1 および C_2 は、抵抗 R_{11} および R_{12} と並列に配置して、高周波信号を制限します。$R_{11} = R_{12}$、$C_1 = C_2$ の場合、カットオフ周波数は次の式で計算できます。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{11,12} \times C_{1,2}}$$

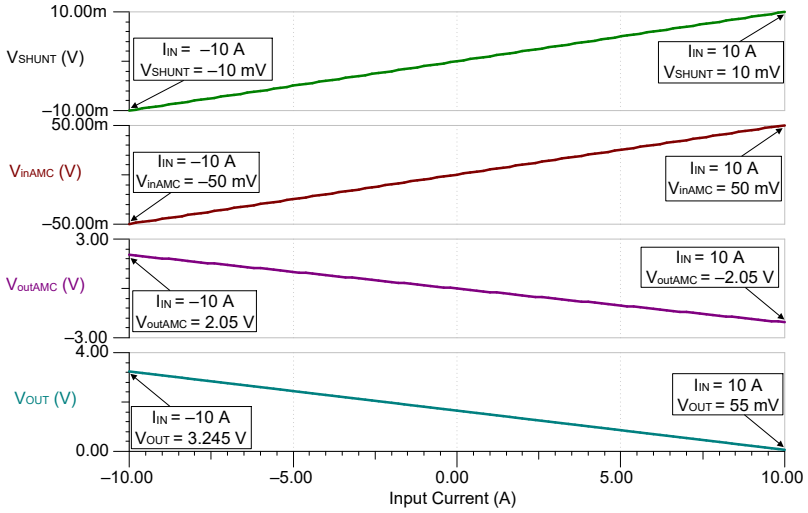
$C_1 = C_2 = 1nF$、$R_{11} = R_{12} = 7800\Omega$ の場合、カットオフ周波数は 20.414kHz と計算できます。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 7800\ \Omega \times 1\ nF} = 20.414\ kHz$$

設計シミュレーション

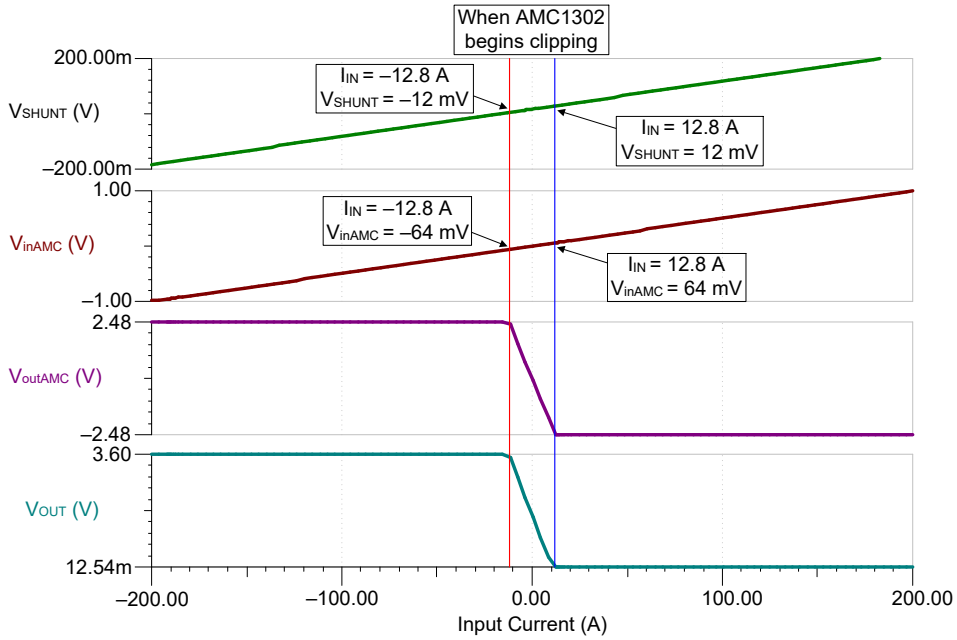
DC シミュレーション結果

シミュレーション結果 に、シャントの両端の電圧、AMC1302 の差動入力 / 出力、TLV9002 アンプのシングルエンド出力を –10A ～ 10A でシミュレートした DC 特性を示します。



シミュレーション結果

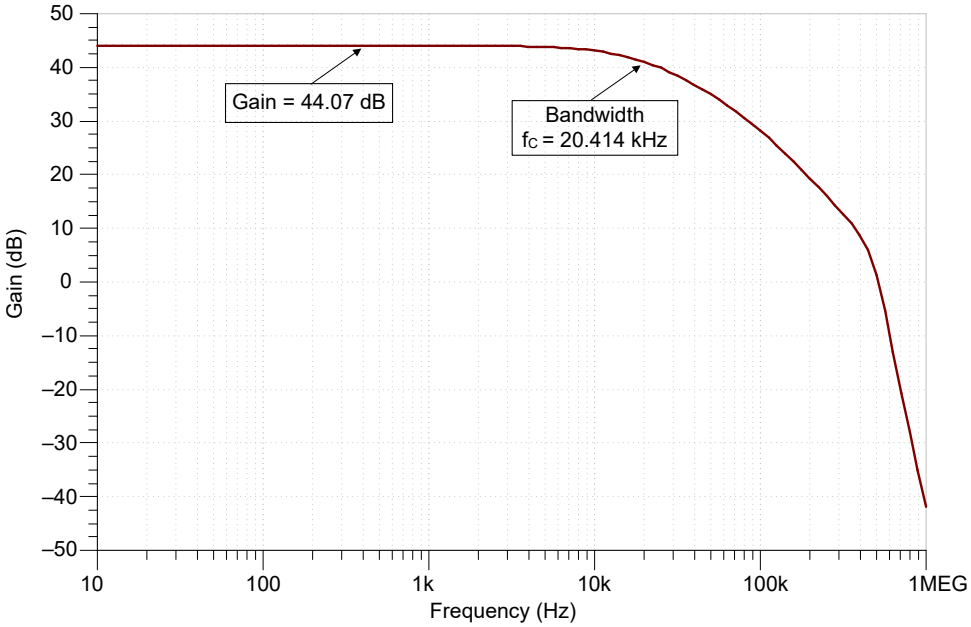
短絡イベントのシミュレーション に、短絡イベント発生時の回路シミュレーションの結果で、±200A 時に入出力がどのように応答するかを示します。すべてのグラフを貫く赤と青の線は、AMC1302 の出力がクリッピングを開始するポイントを示しています。回路の目的は、短絡イベントが発生した後も動作を継続することです。「**設計手順**」セクションでは、AMC1302 のハイサイドのゲインとシャント抵抗の値は、このイベント中の損傷を回避するように選択されています。以下のシミュレーションは、これらの選択を検証しています。短絡イベントが発生したときに AMC1302 に入力される最大入力電圧は ±1V で、部品の絶対最大定格を下回っています。したがって、シミュレーションにより、短絡イベントが発生した後も回路が動作を継続することが確認されました。



短絡イベントのシミュレーション

閉ループの AC シミュレーション結果

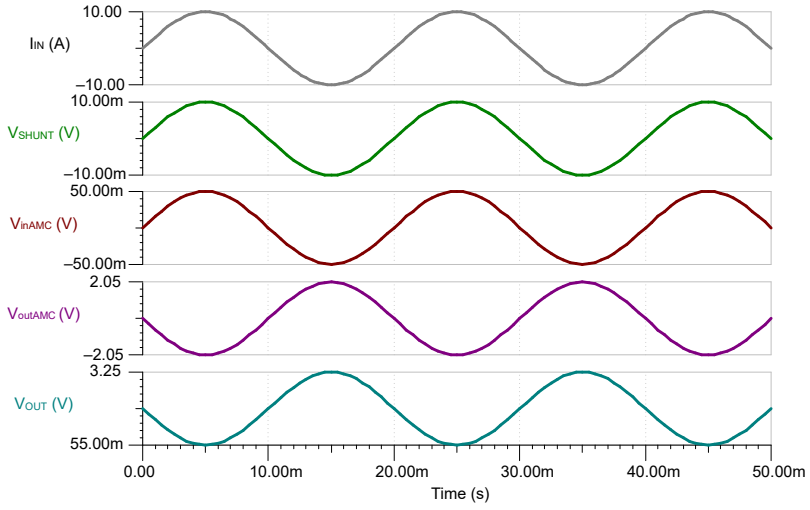
AC シミュレーション に、シングルエンド出力の AC 伝達特性を示します。このシミュレーションは、周波数が **11** の 2 番目の式で計算されたカットオフに近づき、上回るときに予測されるゲイン (dB) を示しています。アナログ フロントエンドのゲインは 5V/V、AMC1302 のゲインは 41V/V、差動からシングルエンドへの変換のゲインは 0.78V/V なので、次の図に示す 44.07dB のゲインが予測されます。



AC シミュレーション

正弦波のシミュレーション結果

正弦波シミュレーション に、シャントの出力、AMC1302 の差動入力と差動出力、振幅 –10A ～ 10A の正弦波に応答する TLV9002 のシングルエンド出力を示しています。AMC1302 の差動出力は予測どおり ±2.05V_{pk-pk} です。シングルエンド出力は 3.19V_{pk-pk} で、スイングは 55mV ～ 3.245V です。



正弦波シミュレーション

設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの包括的な回路ライブラリについては、『アナログ エンジニア向け回路クックブック』、差動からシングルエンドへの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 の接続』アプリケーション ブリーフを参照してください。

設計に使用されている絶縁アンプ

動作電圧	$1500V_{RMS}$
ゲイン	41 V/V
帯域幅	280kHz (標準値)
線形入力電圧範囲	±50 mV
入力抵抗	4.9kΩ (標準値)
入力オフセット電圧とドリフト係数	±50µV (最大値)、±0.8µV/℃ (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.2% (最大値)、±35ppm/°C (最大値)
非線形性とドリフト係数	0.03% (最大値)、1ppm/℃ (標準値)
絶縁過渡過電圧	$7071V_{PEAK}$
同相過渡耐性、CMTI	100kV/µs (最小値)

代替絶縁型アンプ

動作電圧	$1200V_{RMS}$
ゲイン	41 V/V
帯域幅	334kHz (標準値)
線形入力電圧範囲	±50 mV
入力抵抗	4.9kΩ (標準値)
入力オフセット電圧とドリフト係数	±50µV (最大値)、±0.5µV/℃ (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.2% (最大値)、±35ppm/°C (最大値)
非線形性とドリフト係数	±0.03% (最大値)、1ppm/℃ (標準値)
絶縁過渡過電圧	$6000V_{PEAK}$
同相過渡耐性、CMTI	95kV/µs (最小値)

動作電圧	$1000V_{RMS}$
ゲイン	41 V/V
帯域幅	280kHz (標準値)
線形入力電圧範囲	±50 mV
入力抵抗	4.9kΩ (標準値)
入力オフセット電圧とドリフト係数	±50µV (最大値)、±0.8µV/℃ (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.2% (最大値)、±35ppm/°C (最大値)
非線形性とドリフト係数	±0.03% (最大値)、1ppm/℃ (標準値)
絶縁過渡過電圧	$4250V_{PEAK}$
同相過渡耐性、CMTI	100kV/µs (最小値)

絶縁型シャント電流検出と閉ループ電流検出の精度の比較

はじめに

オンボード チャージャ、**ソーラー インバータ**、**DC 充電 (バッテリ) ステーション**、**電力変換システム**、**モーター ドライブ**など、産業用および車載用のいくつかの用途では、測定を実行する高電圧回路からデジタル回路を保護するために絶縁を必要とします。これらの用途向けの絶縁型電流検出を実現する方法として、絶縁型のシャント方式の検出と磁気 (ホールまたはフラックスゲート) 方式の検出の 2 つがあります。この資料では、単一電源の**絶縁型アンプ**であるテキサス・インスツルメンツの **AMC3302** と一般的な閉ループ電流センサ (CLCS) との比較を示します。

テクノロジーの概要

絶縁型シャント方式電流検出は、シャント抵抗と呼ばれる高精度インライン抵抗にかかる電圧を測定することで行います。

図 24. *絶縁型シャント方式電流検出*

想定される抵抗の変動はゲイン誤差に直接影響するため、供給される電流に対して期待される電圧を生成するには、シャント抵抗に非常に高い精度が求められます。シャント方式の電流検出の利点は、業界をリードする精度、磁気干渉に対する耐性、拡張性、小型サイズを実現できることです。

CLCS は磁気コアを使用して、1 次導体を流れる電流によって生成される磁界を検出します。CLCS に搭載されている磁界検出素子を使用して、磁気コアに印加される補償電流が供給されます。この補償電流により、1 次導体によって生成される磁束と同じ大きさの逆方向の磁束が生成され、ゼロ磁束測定が行われます。磁気方式の電流検出は、デバイスのオフセット性能と直線性性能に影響を及ぼす可能性のある磁気干渉に対して脆弱になります。

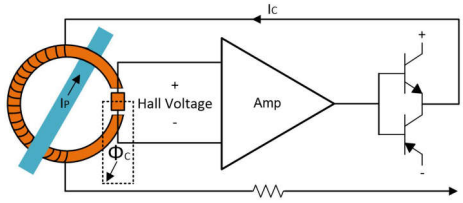


図 25. *ホール方式閉ループ センサ*

2 つのテクノロジーの比較について詳しくは、**こちら**をご覧ください。

テスト構成

これら 2 つのテクノロジーの性能を直接比較するためのテスト構成を作成しました。DC 電流源、電子負荷、デジタル マルチメータを使用して、-40℃、25℃、85℃ の 3 種類の温度で ±85A の 1 次側電流掃引のデータをキャプチャしました。すべての測定は IEEE488 に従って自動化されています。

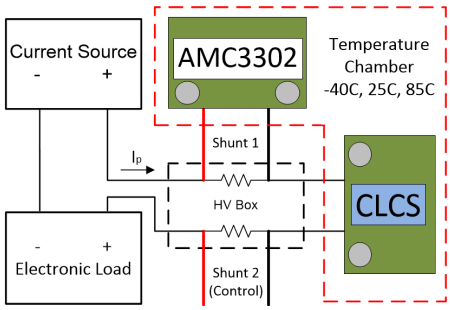


図 26. *AMC3302 の回路と CLCS のテスト構成のブロック図*

AMC3302 の回路の測定に使用した 500µΩ のシャント 1 と制御の測定に使用した 500µΩ のシャント 2 は周囲温度の変化の影響を受けていないことに注意してください。そのため、この分析にはシャントの温度ドリフトの誤差は含まれていません。どちらのシャントも、許容誤差 ±0.25%、温度係数 ±15ppm/℃、消費電力 20W を定格としています。

以下の回路図は、精度の比較に使用した **AMC3302** と **TLV6002** の回路を示したものです。TLV6002 のチャネル 1 を使用して、分圧抵抗経由で生成されるリファレンス電圧をバッファし、AMC3302 の差動出力をチャネル 2 経由で差動からシングルエンドに変換しました。そのため、AMC3302 の回路は CLCS と同じ VDD、GND、VREF、VOUT のインターフェイスを備えています。

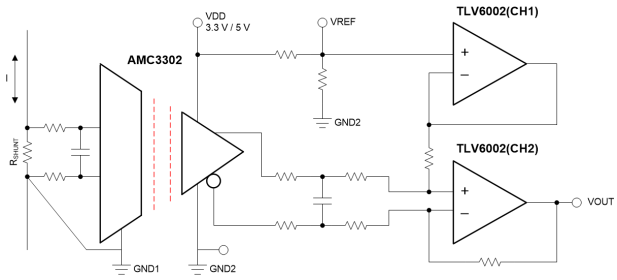


図 27. *AMC3302 の回路図*

AMC3302 のプリント基板 (PCB) を以下に示します。AMC3302 の回路の PCB は、x と y が CLCS と同じ 13.4mm × 21.9mm のフットプリントに収まるように設計されています。AMC3302 の PCB の高さは 2.6mm で、CLCS の 16mm と比較して 84% 小さくなっています。

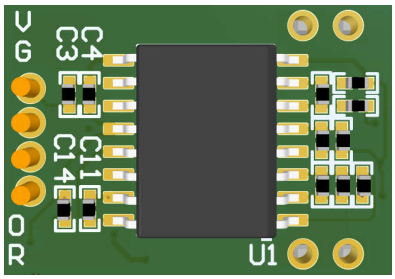


図 28. *AMC3302 の回路のプリント基板*

精度の比較

図 6. は、全温度範囲にわたる ±85A の 1 次側電流掃引の精度の結果について、その誤差を 25℃ のオフセット較正後のフルスケールの出力に対するパーセンテージとして示したものです。AMC3302 の回路の結果を赤、CLCS の結果を青で示してあります。AMC3302 の回路は、電流および温度の全範囲にわたってゲイン較正なしで 0.1% 以内と非常に正確です。CLCS は、AMC3302 の回路に比べてゲイン誤差ドリフトと直線性性能が悪く、全体の誤差が 0.5% を上回っています。AMC3302 の回路は、電流および温度の全範囲にわたって、CLCS に比べて 5 倍以上の精度向上を実現しています。

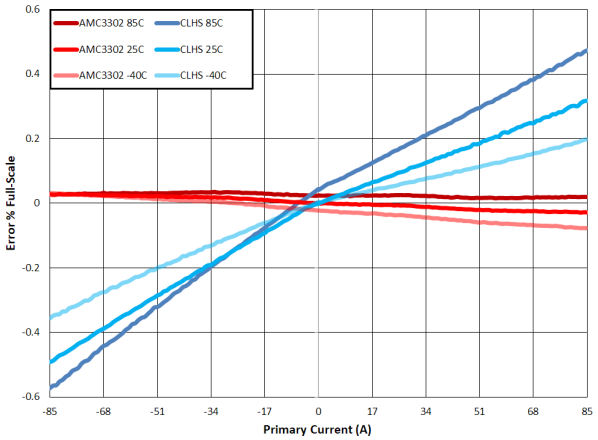


***図 29.** オフセット較正後の AMC3302 の回路と閉ループの電流検出の精度比較*

絶対最大誤差の精度の比較を次の表に示します。

温度	-40C	25C	85C
AMC3302 回路	-0.077%	-0.029%	0.035%
CLCS	-0.356%	-0.492%	-0.573%

まとめ

以下の表は、AMC3302 の回路と CLCS の比較をまとめたものです。業界をリードする精度という点では、AMC3302 の回路の方が CLCS よりも明らかに優れています。サイズについても、この比較で使用した AMC3302 の回路は x と y の寸法は同じですが、高さ z の点で明らかな利点があります。AMC3302 の回路は、磁気干渉に対する耐性と拡張性にも優れています。

	AMC3302 回路	CLCS
精度	++	+
サイズ	+	-
磁気耐性	++	--
スケーラビリティ	++	-
設計しやすさ	+	++

電圧検出

- 絶縁型電圧センシングによる電力変換およびモーター制御の効率性の最大化
- 高電圧抵抗内蔵の絶縁型アンプおよび変調器で精度と性能を向上
- 差動、シングルエンド固定ゲイン、レシオメトリック出力を備えた電圧センシング アプリケーション向け絶縁型アンプ
- ±250mV 入力および差動出力、絶縁型電圧測定回路
- AMC3330 を使用したライン間絶縁型電圧測定用の分岐タップ接続
- 絶縁アンプと疑似差動入力 SAR ADC を使用した ±12V の電圧センシング回路
- 絶縁アンプと差動入力 SAR ADC を使用した ±12V の電圧センシング回路
- 絶縁型の低電圧および過電圧検出回路
- 絶縁型ゼロクロス検出回路
- 差動出力を持つ ±480V の絶縁電圧センシング回路

絶縁型電圧センシングによる電力変換およびモーター制御の効率性の最大化

車載および産業アプリケーションでより多くの再生可能エネルギー源を取り込みたいという要求がますます高まる中、小型、高効率、かつ高精度でコスト効率に優れたパワー コンバータとモーター コントローラがかつてないペースで増加しています。

高電圧を測定する高精度の絶縁型電圧センシングは電気工学に関する大きな課題を提示しており、電圧は高くなる一方です。DC 電圧は、400V_{DC} から 800V_{DC} に、さらには 1,500V_{DC} の高さまで上昇しています。消費者にとっての価格の手頃さもますます重要になっており、サイズの最適化によってさらなる革新が推進されています。そのため、今日の要件を満たす、高精度でサイズ最適化された電気的絶縁型電圧センシング デバイスが必須になりつつあります。

自動車メーカー各社は、より長い走行距離 (400 マイル超) をサポートし、運転の安全性を高め、価格の手頃さを維持する電気自動車 (EV) を開発するという目標を毎年掲げています。統合型絶縁型 DC 電圧センシング デバイスは、オンボード チャージャ、DC/DC コンバータ、およびバッテリ管理システムの DC バッテリ電圧を精度誤差 1% 未満で測定することにより、DC 電圧測定値を最大化し、走行距離を延ばすことができます。統合型絶縁型 AC 電圧センシング デバイスは、コンパクトな集積回路 (IC) で単相または 3 相 AC グリッド電圧を正確に測定し、グリッドの電圧使用レベルを最大限に高めることができます。AC と DC のどちらの絶縁型電圧センシング デバイスも、機能的な不具合を検出してドライバに通知することで、運転の安全性を実現できます。また、AC および DC 絶縁型電圧センシング デバイスは、外部コンポーネントを単一の IC に統合することで価格の手頃さを実現し、設計者がよりエネルギー効率の高い設計で市場投入までの時間を短縮するのを支援できます。

スマート エネルギー インフラでは、高度な統合を備えた絶縁型電圧センシング デバイスを使用することで、DC および AC チャージャ、エネルギー貯蔵システム、ソーラー インバータでコスト削減と電力密度の向上を実現できます。また、これらの絶縁型電圧センシング デバイスは、精度誤差 1% 未満の高精度電圧測定を可能にすることで、より精密な電力供給と消費電力の低減を実現します。効率の改善により、消費者はコスト削減を実現することが可能になります。

エネルギー インフラ アプリケーションでは、AC 電圧と DC 電圧の両方を測定する必要があります。

AC 電圧センシングの場合は、高精度の絶縁型電圧センサを使用することで、グリッド電圧をより正確に測定できます。これはパワー コンバータにとって重要です。力率補正を実行するためには、各電圧間の位相差を把握する必要があるからです。インバータ モードでは、絶縁型電圧センサは、負荷、グリッド、またはその両方に対高精度の電圧レベルを提供します。

DC 電圧センシングの場合は、高精度の絶縁型電圧センサを使用することで、バッテリを最終電圧まで充電する際に、バッテリを損傷させることなく、定電圧位相中の高速充電を容易に行うことができます。

図 30 に、電気自動車およびエネルギー インフラで絶縁型電圧センシングが行われる例を示します。

図 30. *EV (電気自動車) およびエネルギー インフラ システムにおける絶縁型電圧センシング。*

産業用モータードライブや車載トラクション インバータを含む今日のモーター制御アプリケーションでは、DC 電圧のより正確な測定がますます求められています。非常に高精度でコンパクトな IC は、モーター制御アプリケーションで課題となる、より効率的な DC 測定とプリント基板 (PCB) 上の専有面積の削減の両方を実現できます。

高電圧センシング向けソリューション

テキサス・インスツルメンツでは、市場の課題を解決し、より効率的かつ高精度でコスト効率に優れた電力変換およびモーター制御システムを実現するのに役立つ製品を開発することに重点を置いています。テキサス・インスツルメンツは、内蔵高電圧抵抗器とシングルエンド出力デバイスという 2 つの新しい絶縁型電圧センシング技術を開発しました。

統合型抵抗デバイス

AMC0380D04-Q1、**AMC0381D10-Q1**、および **AMC0386M10-Q1** の電気的絶縁型電圧センシング アンプおよび変調器ファミリは、高電圧抵抗分圧器を内蔵しています。そのため、電圧を ±1V または 0V ～ 2V レベルに降下させるために大型で高価な外付け抵抗器は必要ありません。スタンドアロンの高電圧抵抗器は、PCB 上の多くのスペースを占有する可能性があります。電圧を降下させ、システムの絶縁定格を保持するために最大 15 台の高電圧抵抗器が必要になる場合があるからです。また、スタンドアロンの高電圧抵抗器は、測定誤差、寿命ドリフト、および温度ドリフトの大きな原因であり、寿命終了までの期間にわたるキャリブレーションを必要とします。

基板面積の節約に関しては、AMC0380D04-Q1 ±400V_{AC} 入力絶縁型アンプ、AMC0381D10-Q1 1,000V_{DC} 入力絶縁型アンプ、および AMC0386M10-Q1 ±1,000V_{AC} 入力絶縁型変調器は、**図 31** に示すように、外付け高電圧抵抗器を不要にすることでシステム レベルのコストを削減し、ソリューション サイズを最大 50% 縮小します。

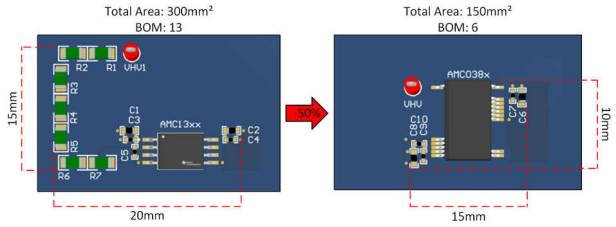


***図 31.** 統合型抵抗器ファミリの統合に関する利点。*

テキサス・インスツルメンツの絶縁型電圧センシング デバイスに高電圧抵抗器を統合することで、大型の抵抗ラダーが不要になります。また、テキサス・インスツルメンツの工場で AMC0380D04-Q1、AMC0381D10-Q1、AMC038610-Q1 の内蔵抵抗器のゲイン誤差をキャリブレーションすることで、システム レベルのキャリブレーションを不要にしました。これにより、製造にかかる時間とコストを削減できます。

これらのデバイスは、精度の向上によってシステムの効率性を高めるのにも役立ちます。この内蔵分圧器は、個別抵抗器と比較して温度ドリフトと寿命ドリフトが非常に低く、1% 未満の精度での電圧測定を可能にします。

統合型抵抗デバイスの詳細については、『**統合型高電圧抵抗絶縁型アンプおよび変調器による精度と性能の向上**』アプリケーションノートを参照してください。

シングルエンド出力デバイス

AMC1311 などの業界標準の絶縁型アンプを使用して絶縁型電圧センシング回路を設計する場合は、マイコン (MCU) の内蔵 A/D コンバータ (ADC) と直接接続できるように、絶縁型アンプの差動出力をシングル エンドに変換することが一般的な課題になります。これにはコストがかかり、余分な PCB スペースを消費する可能性があります。

AMC0311R-Q1、AMC0311S-Q1、AMC0330R-Q1、および AMC0330S-Q1 デバイスは、差動からシングルエンドへの変換回路 (通常はオペアンプと基準電圧回路で構成されます) を不要にすることで、システム レベルのコストの削減とソリューション サイズの縮小に寄与します (図 32 を参照)。

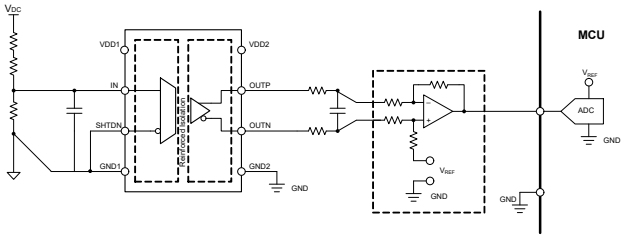


図 32. 従来の絶縁型電圧センシング トポロジ

図 33 に、これらのシングルエンド デバイスのピン配置を示します。

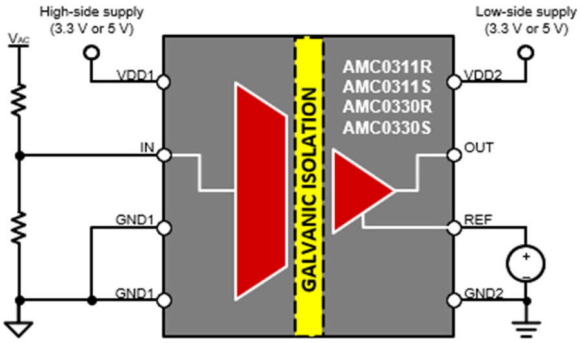


図 33. 差動のシングルエンド オペアンプの統合。

AMC0311R-Q1 および AMC0330R-Q1 デバイスでは、基板面積を節約できるだけではありません。図 34 に示すように、これらのデバイスのレシオメトリック出力によって可変出力ゲインが可能になり、MCU 内の ADC の基準電圧に従う絶縁型電圧センシング デバイスからの出力スイングが得られます。これにより、ADC の完全なダイナミック レンジを使用して測定分解能を改善することが可能になります。

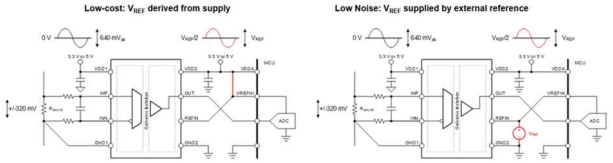


図 34. レシオメトリック出力絶縁型電圧センシング。

統合型抵抗デバイスの詳細については、『差動、シングルエンド固定ゲイン、およびレシオメトリック出力を備えた、電圧センシング アプリケーション向け絶縁型アンプ』アプリケーション ノートを参照してください。

統合型絶縁型電圧センシングのユース ケース

図 35 に、電力変換システムの標準トポロジを示します。AC 電圧センシングの場合は、AMC0380D04-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (緑色の四角形) なしで使用することも、AMC0330D-Q1、AMC0330S-Q1、または AMC0330R-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (黄色の四角形) と組み合わせて使用することもできます。

DC 電圧センシングの場合は、AMC0381D10-Q1 および AMC0386M10-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (青色の四角形) なしで使用することも、AMC0311D-Q1、AMC0311S-Q1、または AMC0311R-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (赤色の四角形) と組み合わせて使用することもできます。

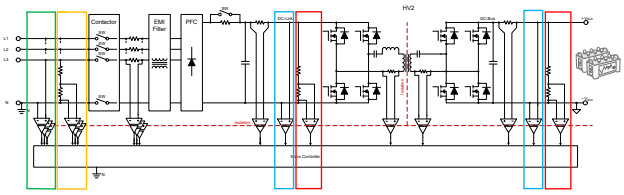


図 35. *電力変換アプリケーションにおける絶縁型電圧センシング。*

図 36 に、モーター制御システムの標準トポロジを示します。AC 電圧センシングの場合は、AMC0380D04-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (緑色の四角形) なしで使用することも、AMC0330D-Q1、AMC0330S-Q1、または AMC0330R-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (黄色の四角形) と組み合わせて使用することもできます。

DC 電圧センシングの場合は、AMC0381D10-Q1 および AMC0386M10-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (青色の四角形) なしで使用することも、AMC0311D-Q1、AMC0311S-Q1、または AMC0311R-Q1 を外付け高電圧抵抗器 (赤色の四角形) と組み合わせて使用することもできます。

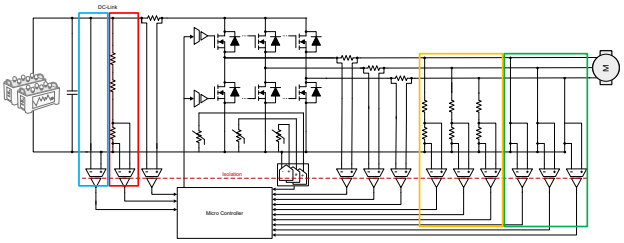


図 36. *モーター制御アプリケーションにおける絶縁型電圧センシング。*

まとめ

小型、高効率、かつ高精度でコスト効率に優れたパワー コンバータとモーター コントローラは、現在の市場において不可欠です。AC 電圧センシング用の AMC0380D04-Q1、AMC0386M10-Q1、AMC0330D-Q1、AMC0330S-Q1、および AMC0330R-Q1 デバイスと、DC 電圧センシング用の AMC0381D-Q1、AMC038610-Q1、AMC0311D-Q1、AMC0311S-Q1、および AMC0311R-Q1 デバイスは、排出量実質ゼロの未来という目標を達成するための設計上の課題を解決しています。

その他の資料

- 高電圧センシング製品を含む最新のリファレンス デザインをご確認ください。
  - 800V、300kW、SiC ベースのトラクション インバータ システムのリファレンス デザイン (**TIDM-02014** をダウンロードしてください
  - 10kW、双方向、3 相、3 レベル (T タイプ) インバータと PFC のリファレンス デザイン (**TIDA-01606** をダウンロードしてください)
- **AMC038XEVM** 評価基板と **DIYAMC-0-EVM** 評価基板を注文して設計を開始してください。
- テキサス・インスツルメンツの**各種電圧センシング ソリューション**の詳細をご覧ください。

高電圧抵抗内蔵の絶縁型アンプおよび変調器で精度と性能を向上

概要

このアプリケーション ノートでは、新しい AMC038x デバイス、すなわち、高電圧センシング用の抵抗分圧器を内蔵したガルバニック絶縁型アンプおよび変調器を紹介し、その利点と一般的な使用事例を説明します。

はじめに

高電圧の車載用および産業用の設計が進化するにつれて、高精度、安全性、電力効率に優れたガルバニック絶縁型電圧センシングの設計に対するニーズが高まっています。AMC038x 製品ファミリは、高精度、高集積で、このような要件を満たす優れた機能を備えた絶縁型アンプおよび変調器のグループです。高電圧 (HV) 抵抗を内蔵しているため、外付けの抵抗分圧器を使用する従来の設計と比べて、設計サイズを大幅に縮小できます。外付けの高電圧抵抗分圧器で 1V または 2V レベルに降圧するためには、サイズが大きくなり、またコストがかかる可能性があります。さらに、内蔵抵抗であれば、ディスクリート抵抗と比較して、温度ドリフトと寿命ドリフトが非常に低くなります。これにより、AMC038x 製品は、キャリブレーションなしで、温度範囲全体および寿命全体にわたって 1% 未満の精度を達成できます。

高電圧抵抗の絶縁型アンプおよび変調器の利点

AMC038x 製品ファミリは、外付け分圧抵抗による標準的な 2V 入力の電圧センシング デバイスに比べて、精度の向上や基板面積の削減など、多くの利点を備えています。

省スペース

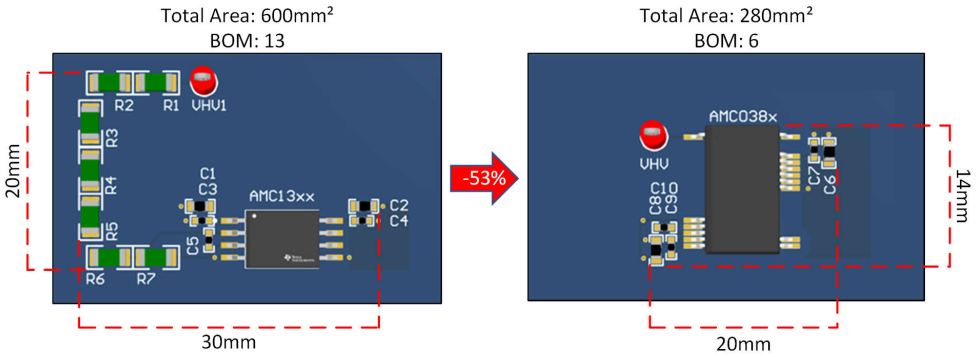


***図 37.** 基板面積の低減*

従来のディスクリート高電圧抵抗は、PCB 上のスペースのかなりの部分を占有することがあります。通常、単一の抵抗での電圧降下は、メーカーによる制限があります。また、基板レベルでの信頼性に関する懸念があるので、フットプリントの小さい抵抗を使用することを好むお客様もいます。したがって、電圧を低下させると同時にシステムの絶縁定格を維持するためには、システムは 15 個という多数の HV 抵抗を必要とします。一方、AMC038x 製品ファミリは、HV 抵抗をデバイスに内蔵しているため、よりシンプルで小型の設計になります。これにより、HV 入力から最も近いピンまでの沿面距離および空間距離は 8mm となります。**図 37** に示すように、これは設計サイズを 50% 以上小型化し、部品点数を大幅に低減します。

内蔵 HV 抵抗による温度および寿命ドリフトの向上

HV 抵抗分圧器の内蔵によって、省スペースという利点に加えて、精度も向上します。従来の外付け抵抗を使用する設計では、温度ドリフトと寿命ドリフトがより大きくなっていました。外付け抵抗の廃止により、総合誤差の大部分をなくすことができました。具体的には、複数の外付け抵抗の温度ドリフトが異なる方向へ進み、時間の経過とともに悪化する可能性があります。通常、外付け分圧抵抗では分圧器の上側に HV 抵抗、分圧器の下側に低電圧 (LV) 抵抗を使用します。これらの LV 抵抗は、多くの場合、異なる

タイプ、構造、または材料です。内蔵の抵抗分圧器は、上側と下側の両方の抵抗に同じ材質を使用しているので、温度係数は極めて低くなります。抵抗分圧器の残りの誤差は、製造時にキャリブレーションされ、抵抗分圧器の誤差は事実上完全になくなります。次の例について考えます。

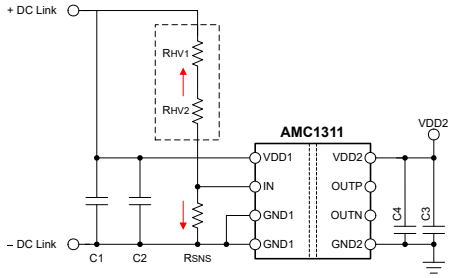


図 38. 外付け抵抗設計

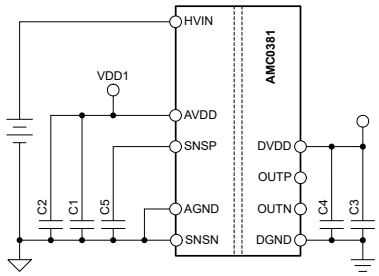


図 39. 内蔵抵抗設計

外付け抵抗のワースト ケース ドリフト誤差:

$$50ppm/°C(R_{HV1}/R_{HV2}) - (-50ppm/°C)(R_{SNS}) + 40ppm/°C(AMC1311\,Gain\,Error\,Drift) = 140ppm/°C \quad (10)$$

$$Drift\ Error\ over\ Temperature\ \% = 140ppm/°C \times 100°C = 1.4\,\% \quad (11)$$

内蔵抵抗のワースト ケース ドリフト誤差:

$$40ppm/°C(AMC0381\,Gain\,Error\,Drift) \quad (12)$$

$$Drift\ Error\ over\ Temperature\ \% = 40ppm/°C \times 100°C = 0.4\,\% \quad (13)$$

外付け抵抗の場合、それらが逆方向にシフトする可能性があるので、その誤差が信号チェーン全体の誤差の 2/3 を上回る量になり、誤差は 1% 増加します。したがって、HV 抵抗内蔵製品とは異なり、外付け抵抗による設計で、温度範囲全体および寿命全体にわたって 1% 未満の精度を達成するのは難しくなります。

精度の結果

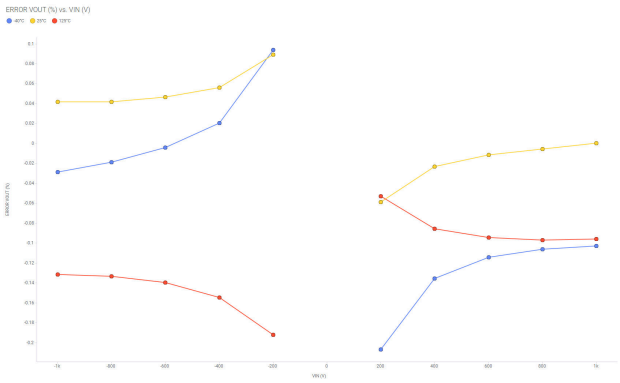


図 40. 総合出力換算誤差のパーセンテージと入力電圧との関係

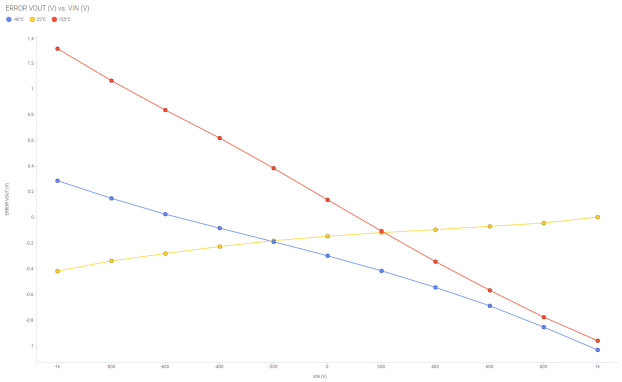


図 41. *総合出力換算誤差電圧と入力電圧との関係*

説明のため、**図 40** および **図 41** に、温度範囲全体にわたる AMC038x デバイスの標準的な精度を示します。この図は、全温度範囲において、システム レベルのキャリブレーションなしで、AMC038x が 100V 以上で 0.4% より優れた精度を達成し、100V 未満の入力で 0.5V の絶対誤差を達成できることを示しています。キャリブレーション作業をなくすことにより、高精度電圧測定アプリケーションの実装で製造コストを削減できます。

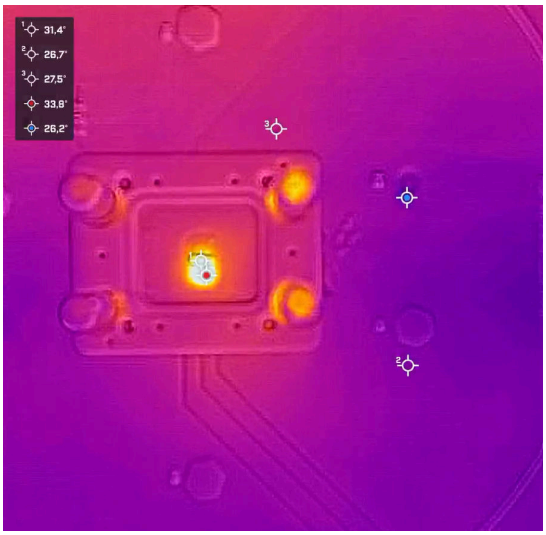


図 42. *AMC038x の熱測定結果 : 12.5MΩ*

さらに、AMC0381D10 の熱測定結果は、非常に高い電圧における、このデバイス ファミリの安定した性能を示しています。1000V におけるこのパッケージの θ JA 熱抵抗は 107°C/W であり、8℃の温度上昇が予想され、ラボでの測定値とよく一致しています。これは許容値よりも優れており、周囲温度が高い場合でも安全な性能を確認できるものです。

完全に内蔵された抵抗と追加外付け抵抗の例

オンボード チャージャ (OBC) アプリケーションでは、温度範囲全体にわたる正確な電圧測定および性能が重要です。何年も使用した後でもバッテリーをフル充電するには、完全な充電状態を達成する必要があります。したがって、精度の向上および寿命ドリフトの低減は、これらのシステムの継続的な成功に直結しています。この原則は、他の **HEV**、**エネルギー インフラストラクチャ**および**モーター ドライブ** アプリケーションにも当てはまります。

一部のアプリケーションでは、内部分圧抵抗のゲインを手動で調整するために、外付け抵抗を付加することもできます。これは実現可能ではありますが、抵抗内蔵デバイスを使用する場合に事実上解決済みであった温度ドリフトおよびゲイン誤差が、再び導入されることに注意してください。内蔵抵抗では、HV および LV 抵抗のゲイン ドリフトが同じ方向に変化するようになり、温度範囲全体にわたって安定した状態を維持しているため、ドリフトは実質的に測定されません。外付け抵抗 R_{EXT} を導入する場合、内蔵抵抗と R_{EXT} のゲイン ドリフトが、最悪の場合、逆方向にずれる可能性があり、システムに 2 次的な誤差が追加されることがあります。たとえば、1000V デバイスで 1200V を検出する場合、次のようなデモを考えてみましょう。

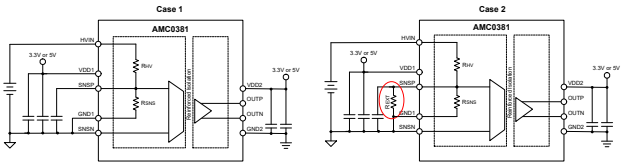


***図 43.** 異なる分圧抵抗でのゲイン誤差回路図*

ケース 1：1000V デバイスで 1000V の検出 (AMC0381R10)：

1000V デバイスの場合：R_{HV} = 12.5MΩ、R_{SNS} = 12.5kΩ

内蔵抵抗の公差は ±20% です。HV 抵抗および LV 抵抗、R_{HV} および R_{SNS} は、どちらも同じ方向にドリフトします。

SNSP ピンでの公称分圧抵抗電圧：

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS}}{R_{HV} + R_{SNS}} \quad (14)$$

$$V_{NOM} = 1000V \times \frac{12.5k\Omega}{12.5M\Omega + 12.5k\Omega} = 0.999V \quad (15)$$

SNSP ピンでの最大分圧抵抗電圧：

$$V_{MAX} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} + 20\,\%}{R_{HV} + 20\,\% + R_{SNS} + 20\,\%} \quad (16)$$

$$V_{MAX} = 1000V \times \frac{15.0k\Omega}{15.0M\Omega + 15.0k\Omega} = 0.999V \quad (17)$$

ゲイン誤差出力換算：

$$V_{GAIN\ ERROR\ OUTPUT} = (V_{MAX} - V_{NOM}) \times V_{OUTPUT} \quad (18)$$

$$V_{GAIN\ ERROR\ OUTPUT} = (0.999V - 0.999V) \times 2V = 0V \quad (19)$$

$$Gain\ \ Error\ \ \% = \frac{V_{MAX} - V_{NOM}}{V_{NOM}} \times 100 \quad (20)$$

$$Gain\ \ Error\ \ \% = \frac{0.999V - 0.999V}{0.999V} \times 100 = \mathbf{0\,\%} \quad (21)$$

フル スケール入力範囲を最大化しないと、オフセット誤差がフル スケール誤差に大きく影響する可能性があります。詳細については、『絶縁型電圧センシング カリキュレータ』を参照してください。

ケース 2:1000V デバイスを使用して 1200V の検出 (AMC0381R10):

1000V デバイスの場合:R_{HV} = 12.5MΩ、R_{SNS} = 12.5kΩ

この設計には、SNSP と AGND との間に外付け抵抗 R_{EXT} が必要です。これはシステムに二次的な誤差を発生させる可能性があるため、推奨されません。デバイスの絶対最大定格を超えないようにする必要があります。

$$\frac{R_{EXT} \parallel 12.5k\Omega}{12.5M\Omega + R_{EXT} \parallel 12.5k\Omega} = \frac{1}{1200} \quad (22)$$

$$R_{EXT} = 62.8k\Omega \quad (23)$$

内蔵抵抗の公差は ±20%、外付け抵抗の公差は 0.1% です。ワースト ケース シナリオでは、R_{EXT} は、R_{HV} および R_{SNS} とは逆方向にドリフトする可能性があります。

外付け抵抗使用時の SNSP ピンでの公称分圧抵抗電圧:

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} \parallel R_{EXT}}{R_{HV} + R_{SNS} \parallel R_{EXT}} \quad (24)$$

$$R_{SNS} \parallel R_{EXT} = \frac{12.5k\Omega \times 62.8k\Omega}{12.5k\Omega + 62.8k\Omega} = 10.4k\Omega \quad (25)$$

$$V_{NOM} = 1200V \times \frac{10.4k\Omega}{12.5M\Omega + 10.4k\Omega} = 1.00V \quad (26)$$

外付け抵抗使用時の SNSP ピンでの最大分圧抵抗電圧:

$$V_{MAX} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS-20\%} \parallel R_{EXT+0.1\%}}{R_{HV-20\%} + R_{SNS-20\%} \parallel R_{EXT+0.1\%}} \quad (27)$$

$$R_{SNS-20\%} \parallel R_{EXT+0.1\%} = \frac{10.0k\Omega \times 62.9k\Omega}{10.0k\Omega + 62.9k\Omega} = 8.63k\Omega \quad (28)$$

$$V_{MAX} = 1200V \times \frac{8.63k\Omega}{10.0M\Omega + 8.63k\Omega} = 1.03V \quad (29)$$

ゲイン誤差出力換算:

$$V_{GAIN\ ERROR\ OUTPUT} = (1.03V - 1.00V) \times 2V = 0.069V \quad (30)$$

$$Gain\ \ Error\ \ \% = \frac{1.03V - 1.00V}{1.00V} \times 100 = \mathbf{3.44\%} \quad (31)$$

内蔵抵抗デバイスをそのまま使用する場合、測定可能なゲイン ドリフトは発生しません。外付け抵抗を追加してこれらのデバイスのゲインを手動で調整すると、ワースト ケース シナリオでのゲイン ドリフト誤差により、合計システム誤差が 3.44% 増加する可能性があるため、これは推奨されません。

デバイス選択ツリーおよび AC/DC の一般的な使用事例

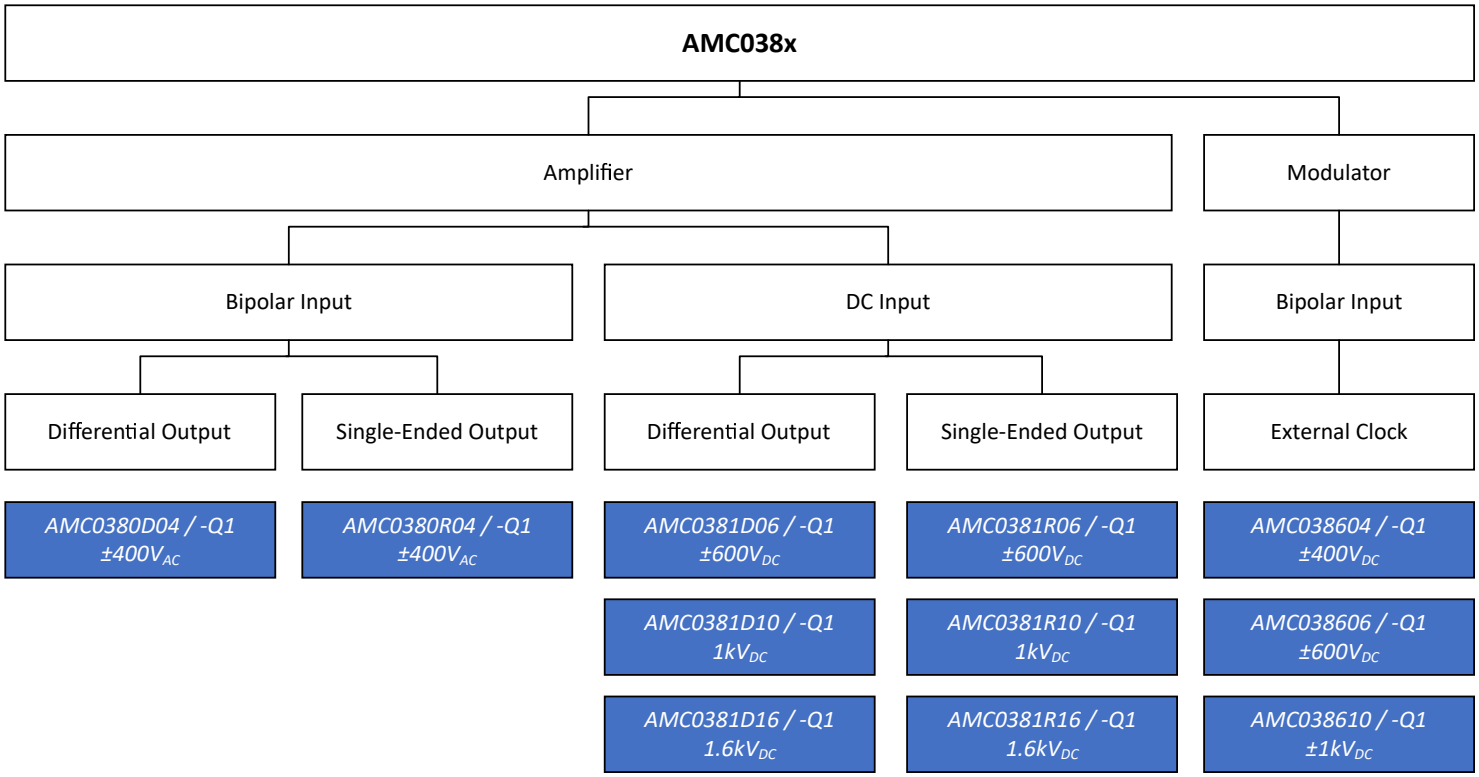


図 44. *AMC038x 選択ツリー*

表 6. AC 電圧センシングの使用事例

使用事例	公称電圧範囲	推奨分周比
相線と中性線での AC ライン電圧センシング	$120V_{RMS}$ (±10%) / $190V_{PK}$	400:1
	$230V_{RMS}$ (±10%) / $360V_{PK}$	400:1
相線間の AC ライン電圧センシング	$400V_{RMS}$ (±10%) / $620V_{PK}$	600:1
	$690V_{RMS}$ (±10%) / $1070V_{PK}$	1000:1

表 7. DC 電圧センシングの使用事例

使用事例	公称電圧範囲	推奨分周比
単相 $120V_{AC}$ から生成された DC リンク	最大 400V + 10%	400:1
単相 $230V_{AC}$ から生成された DC リンク	最大 600V + 10%	600:1
3 相 $230/400V_{AC}$ から生成された DC リンク	最大 1000V + 10%	1000:1
1500V+ ストリング電圧の ESS / ソーラー アプリケーション	最大 1600V + 10%	1600:1

AM038x デバイスには 4 つの固定比オプションがあり、4 種類の入力電圧範囲に対応できます。400V、600V、1000V、1600V。また、これらのデバイスには、3 種類の出力タイプ、すなわち、差動アナログ出力、シングル エンド アナログ出力、デジタル ビット ストリーム変調器出力も用意されています。このデバイスは、バイポーラ入力オプションでの AC 電圧センシングおよび DC 入力オプションでの DC 電圧センシングに対応します。特定のアプリケーションの詳細については、『**絶縁型電圧センシングによる電力変換およびモーター制御の効率の最大化**』、マーケティング ホワイト ペーパーを参照してください。

まとめ

AMC038x 製品ファミリは、小さいサイズ、高い精度で、統合が容易なため、各種のアプリケーションに適した設計が可能です。内蔵の高電圧抵抗により、業界をリードする 1% 未満の精度、PCB 設計サイズの 50% 小型化を実現しているほか、生産ライン最後でのキャリブレーションが不要になります。このような改善により、これらの絶縁型アンプおよび変調器は、HEV、エネルギー インフラ、モーター ドライブの各アプリケーションに最適な能力を備えています。

参考資料

- テキサス・インスツルメンツ、**『AMC038XEVM 評価基板』**
- テキサス・インスツルメンツ、**『絶縁型電圧センシングによる電力変換およびモータ制御の効率の最大化』**、マーケティング ホワイト ペーパー。
- テキサス・インスツルメンツ、**『高信頼性と低コストを両立させる絶縁技術により高電圧設計の様々な課題を解決 (レビジョン C)』**、マーケティング ホワイト ペーパー。
- テキサス・インスツルメンツ、**『AC モーター ドライブの絶縁電圧センシング』**、アナログ設計ジャーナル。
- テキサス・インスツルメンツ、**『SBAR013 絶縁型アンプ電圧センシング Excel カリキュレータ』**。

差動、シングルエンド固定ゲイン、レシオメトリック出力を備えた電圧センシング アプリケーション向け絶縁型アンプ

概要

テキサス・インスツルメンツは、AMC0xxxD/S/R 製品ファミリを発表しました。これは、差動出力、シングルエンド固定ゲイン出力、シングルエンド レシオメトリック出力のオプションを備えた、絶縁型 AC および DC 電圧センシング アンプの新しい製品ラインアップです。

はじめに

一部の車載システムや産業用システムは過酷な環境で高電圧で動作するため、システムの効率と長期的な信頼性を維持するには、高性能の絶縁型電圧センシング設計が不可欠です。適切な絶縁型アンプを選択するには、デバイスが実装されるシステムの精度、PCB スペース、コストなど、多くの事項を検討する必要があります。設計サイズとコストを低減しながら性能要件を満たすシステムを設計するため、テキサス・インスツルメンツは、AMC0xxxD/S/R 製品ファミリを発表しました。これは、差動出力、シングルエンド固定ゲイン、レシオメトリック出力のオプションを備えた、絶縁型 AC および DC 電圧センシング アンプの新しい製品ラインアップです。

差動、シングルエンド固定ゲイン、レシオメトリック出力の概要

差動出力を備えた絶縁型アンプ

差動出力アンプは、高精度とノイズ耐性を必要とし、シグナル インテグリティを実現するように設計されているシステムで広く求められています。差動出力アンプには、正と負の 2 つの出力があります。これらは大きさは同じですが、位相は逆になっています。差動出力アンプには、2 つの等しく平衡化された出力信号があり、信号を劣化させずにグランド シフトに対応できるため、高精度かつ高性能なアプリケーションに適しています。これらのデバイスは、アンプがグランド シフトの影響を受けないため、シグナル インテグリティを維持しながら、出力信号の長距離配線を可能にします。

差動出力アンプを使用する場合、設計上の考慮事項がいくつかあります。これらの考慮事項の 1 つは、PCB レイアウトです。PCB レイアウトが不適切な場合、アンプが高精度の同相出力電圧を維持する能力が低下する可能性があります。差動アンプは反転パスと非反転パスの両方に依存するため、出力誤差を最小限に抑えるには、両方の出力ラインの PCB 配線長を等しくすることで、対称性を維持することが不可欠です。差動出力アンプを A/D コンバータ (ADC) に構成するための設計オプションはいくつかあります。オプション 1 は、**図 45** に示すように、差動出力アンプを差動入力 ADC に直接接続する構成です。ただし、MSP430 や C2000 などのプロセッサには、シングルエンド入力 ADC が組み込まれています。そのため、ADC と直接接続するために、差動信号をシングルエンド信号に変換する必要があります。シングルエンド入力 ADC の出力には、**図 45** のオプション 2 に示すように、差動からシングルエンド出力に変換するのが最適な設計です。

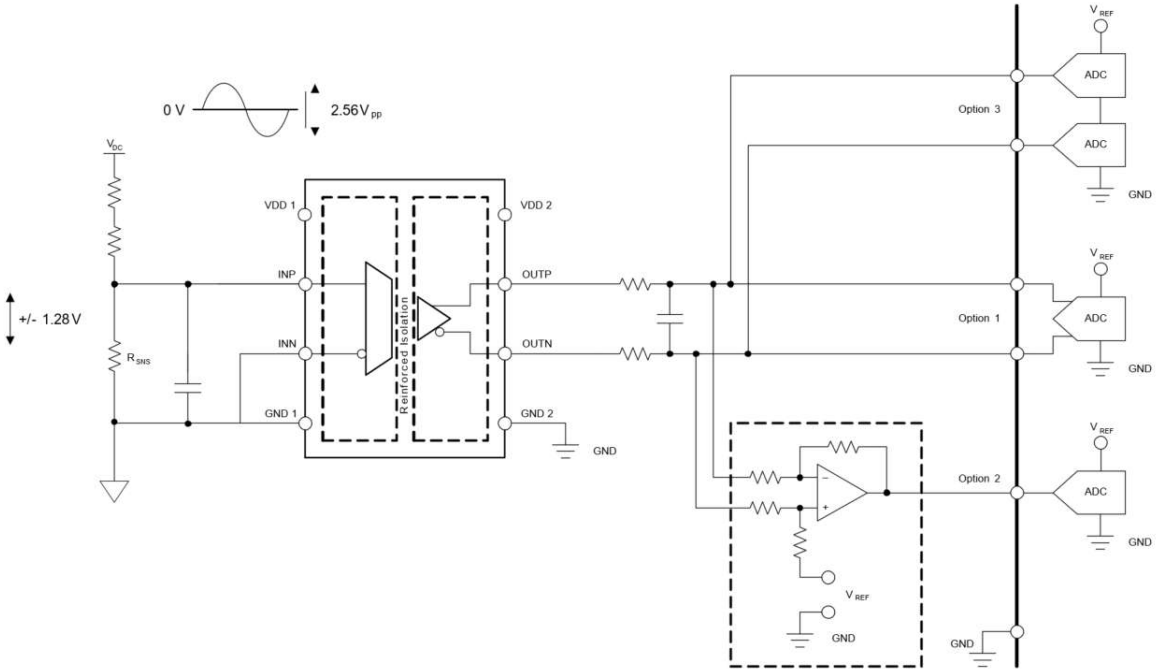


図 45. 差動出力構成

この構成では、追加のアンプを使用して、差動信号をシングルエンド信号に変換して ADC に直接出力します。差動からシングルエンド出力段への接続の詳細については、**『±250mV の入力範囲、シングルエンド出力電圧の絶縁電流センシング回路』**、アナログ エンジニア向け回路を参照してください。もう 1 つの設計では、**図 45** のオプション 3 に示すように、2 つのシングルエンド入力 ADC を使用して、MCU 内で値を減算します。ただし、オプション 3 には複合誤差が発生するという欠点があり、追加の ADC が必要であるため、あまり魅力的ではありません。

シングルエンド固定ゲイン出力を備えた絶縁型アンプ

この新製品ファミリは、差動出力を使用する利点のない小型設計向けに、代替デバイスを提供しています。差動出力アンプとシングルエンド出力アンプの違いは、主にこれらのアンプのノイズ処理、出力信号、設計特性に要約できます。新しいデバイス ファミリには、シングルエンド アンプとして、固定ゲインのシングルエンド アンプと、レシオメトリック ゲインのシングルエンド アンプの 2 つのオプションがあります。

使いやすさとコスト効率の高さから、シングルエンド固定ゲイン アンプが広く求められています。シングルエンド固定ゲイン アンプは、アンプの入力電圧に比例するシングルエンド信号を出力できます。このデバイスは、シングルエンド入力 ADC と直接接続するよう設計されているため、**図 45** で示した差動からシングルエンド アンプへの変換段は不要です。したがって、この設計では必要な部品点数を少なくでき、設計サイズの小型化と BOM コストの削減を実現できるため、コンパクトなシステムに適しています。

シングルエンド固定ゲイン デバイスを使用する場合、設計上の考慮事項の 1 つはデバイスがグランド ノイズの影響を受けやすいことです。グランド電位に変動があると、信号にノイズや誤差が発生し、出力信号に歪みが生じる可能性があります。ただし、これは適切なグランド接続および部品選択で除去できます。これを考慮しない場合、信号対雑音比が低下し、全体的な性能が低下する可能性があります。設計上のもう 1 つの考慮事項は、デバイスのリファレンス (REFIN) ピンに印加される電圧です。デバイスのピン配置を**図 48** に示します。**図 46** に、AMC0x11S デバイスの入出力間伝達特性を示します。このデバイスは、入力電圧範囲が 0～2.25V のシングルエンド固定ゲイン出力デバイスです。

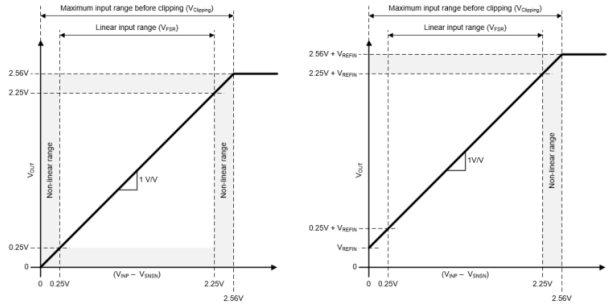


図 46. *AMC0x11S の入出力間伝達特性*

左側の図は、REFIN が GND2 に短絡した場合を示しています。右側の図は、V_{REFIN} = 250mV の場合を示しています。REFIN に 250mV 以上の電圧を印加すると、線形入力電圧範囲が 0V に拡張されます。線形動作には、出力バッファには 250mV 以上のヘッドルームが必要です。したがって、REFIN を GND2 に短絡した場合、0V 付近の入力電圧に対するデバイスの動作は非線形になります。AMC0x11S デバイスの出力電圧の式は次のとおりです。

AMC0x11S の出力電圧:

$$V_{OUT} = (V_{INP} - V_{SNSN}) + V_{REFIN}. \quad (32)$$

AMC0x30S デバイスは、入力電圧範囲が ±1V のシングルエンド固定ゲイン デバイスで、出力は入力電圧 (V_{IN}) に直接比例します。ここで、REFIN は GND2 を基準としています。出力は、次の式で定義されます。

AMC0x30S の出力電圧:

$$V_{OUT} = (V_{INP} - V_{SNSN}) + V_{REFIN}. \quad (33)$$

図 47 に、AMC0x30S デバイスの入出力間伝達特性を示します。-1V 未満および +1V を超える入力電圧でもデバイスの出力は入力に追従しますが、直線性性能は低下します。

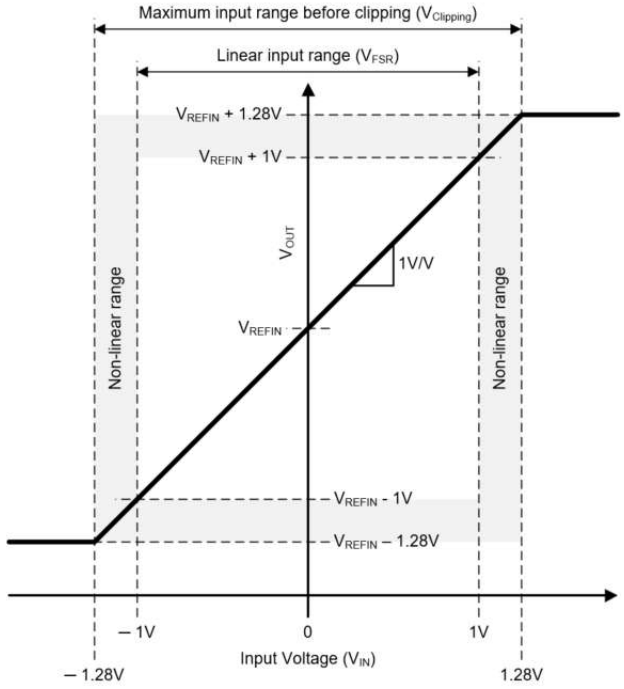


図 47. *AMC0x30S の入出力間伝達特性*

シングルエンド レシオメトリック出力を備えた絶縁型アンプ

高性能で、コスト効率が高く、システム サイズが小型というニーズに対応する包括的なデバイス製品ラインアップを提供するため、新製品ファミリにはレシオメトリック出力を備えたシングルエンド デバイスのオプションがあります。新製品ファミリのシングルエンド レシオメトリック出力デバイスは、ADC の基準電圧に比例してゲインが調整されるよう設計されています。固定ゲイン出力の欠点の 1 つは、2V の出力スイングしか供給できないことです。アナログ IO が 5V のシステムでは、ADC の入力範囲の 50% しか使用できないため、測定の分解能が 1 ビット失われます。レシオメトリック出力では、アンプが ADC のダイナミック レンジを最大限に活用できるため、測定の分解能を最大限に高めることができます。**図 48** および**図 49** に、レシオメトリック デバイスの 2 つの異なる構成を示します。

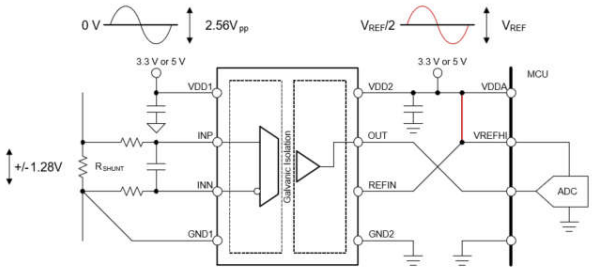


図 48. *REF を電源から生成*

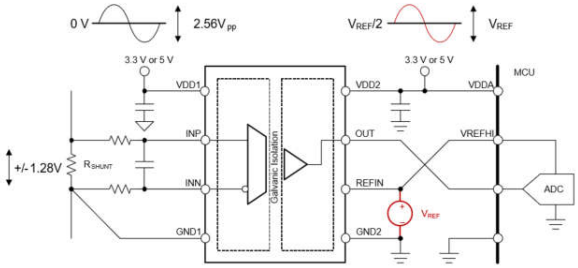


図 49. *REF を外部基準電圧から供給*

基準電圧を電源レールから生成すると、必要な部品の数が削減され、コストを削減できます。一方、基準電圧を外部基準から生成すると、ノイズを低減できます。

シングルエンド レシオメトリック出力デバイスの設計は、基準電圧の値の影響を受けにくく、不正確さや AC の外乱に対応できます。レシオメトリック オプションでは、分解能、精度、安定性を向上させることができると同時に、差動からシングルエンドに変換するアンプ段を追加する必要がないため、性能仕様を満たしながら、コストおよび PCB スペースを削減して BOM コストを低減するのに非常に有益です。

シングルエンド レシオメトリック デバイスを使用する場合、設計上の考慮事項 の 1 つは ADC の入力電圧範囲です。レシオメトリック デバイスは、2.75～5.5V の基準電圧をサポートできるため、入力電圧範囲が 3.3V および 5V の ADC に最適です。このデバイスを使用する場合のもう 1 つの考慮事項は配線です。ADC とアンプの基準電圧はどちらも比例しているため、ADC の基準電圧をレシオメトリック デバイスに配線する必要があります。

図 50 に、AMC0x30R の入出力間伝達特性を示します。このデバイスは、入力電圧範囲が ±1V のシングルエンド レシオメトリック ゲイン デバイスです。アンプが基準電圧の中間点付近でバイアスされているため、バイポーラ入力デバイスは V_{IN} = 0 において V_{REF} の 50% を出力できます。

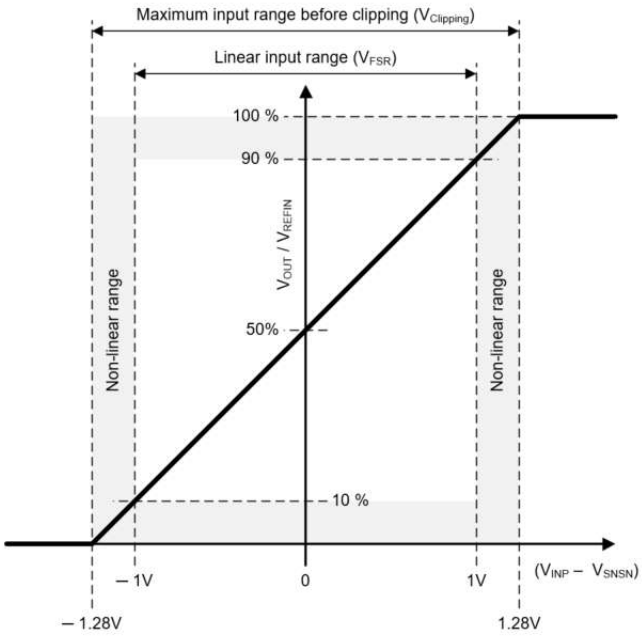


***図 50.** AMC0x30R の入出力伝達特性*

指定された線形入力範囲内の任意の入力電圧について、デバイスの出力電圧は次の式で定義できます。

AMC0x30R の出力電圧:

$$V_{OUT} = ((V_{INP}-V_{SNSN}) / V_{Clipping}) \times V_{REFIN} / 2 + V_{REFIN} / 2. \quad (34)$$

-1V 未満および +1V を超える入力電圧でもデバイスの出力は入力に追従しますが、直線性性能は低下します。

AMC0x11R は、入力電圧範囲が 0.13～2.25V のシングルエンド レシオメトリック デバイスであり、出力電圧は次の式で定義されます。

AMC0x11R の出力電圧:

$$V_{OUT} = ((V_{INP}-V_{SNSN}) / V_{Clipping}) \times V_{REFIN}. \quad (35)$$

AMC0x11R デバイスも AMC0x11S と同様、図 51 に示すように、入力電圧が 0V 付近で動作が非線形になります。

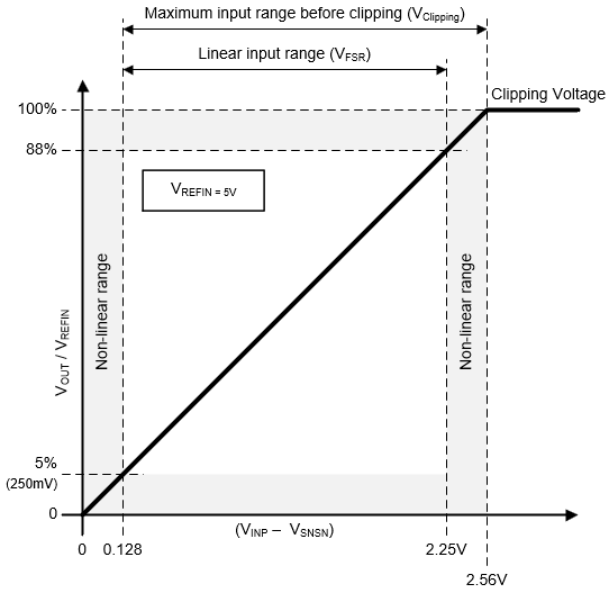


図 51. *AMC0x11R の入出力伝達特性*

V_{REFIN} = 5V では、線形動作の最小入力電圧は 128mV です。出力は基準電圧の 5% (250mV) です。

線形動作の最小入力電圧は、次の式で計算できます。

AMC0x11R の線形動作の最小入力電圧:

$$V_{INP,\ MIN} = (250mV \times V_{Clipping}) / V_{REFIN}. \quad (36)$$

アプリケーションの例

製品選択ツリー

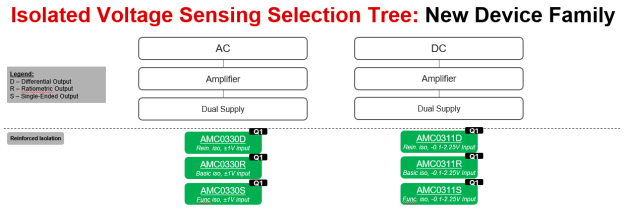


図 52. *製品選択ツリー*

この新しい製品ファミリのデバイスには 6 つの強化絶縁型電圧センシング アンプ オプションがあり、DC アプリケーションでは 0～2V の入力電圧範囲、AC アプリケーションでは ±1V の入力電圧範囲を実現できます。AMC0311D、AMC0311R、AMC0311S デバイスは、ユニポーラ入力オプションを使用した DC 電圧センシングをサポートしており、AMC0330D、AMC0330R、AMC0330S デバイスはバイポーラ入力オプションを使用した AC 電圧センシングをサポートしています (**図 52** を参照)。電力変換とモーター制御トポロジにおける AC および DC 電圧センシング アンプの使用事例を含め、特定のアプリケーション事例の詳細については、**『絶縁型電圧センシングによる電力変換とモーター制御の効率性の最大化』**、マーケティング ホワイト ペーパーを参照してください。

まとめ

電圧センシング アプリケーション用に絶縁型アンプを選択するには、考慮すべき決定事項が多数あります。新製品ファミリのデバイスは、設計のサイズとコストを低減しながら精度の向上を実現できるよう設計されており、差動出力アンプとシングルエンド出力アンプの選択肢を提供しています。

参考資料

- テキサス・インスツルメンツ、**『DIYAMC-0-EVM ユニバーサル DIY 絶縁型アンプおよび変調器向け評価基板』**
- テキサス・インスツルメンツ、**『±250mV の入力範囲、シングルエンド出力電圧の絶縁型電流センシング回路』**、アナログ エンジニア向け回路
- テキサス・インスツルメンツ、**『絶縁型電圧センシングによる電力変換とモータ制御の効率の最大化』**、マーケティング ホワイト ペーパー
- テキサス・インスツルメンツ、**『高信頼性と低コストを両立させる絶縁技術により高電圧設計の様々な課題を解決』**、ホワイト ペーパー

±250mV 入力および差動出力、絶縁型電圧測定回路

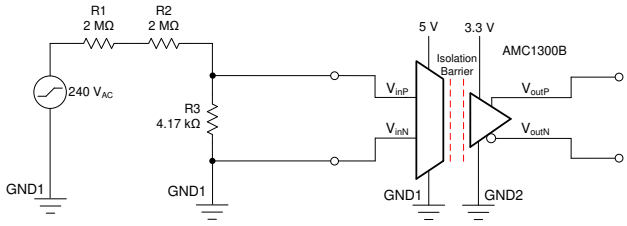
設計目標

電圧源		AMC1300B 入力電圧		AMC1300B の出力電圧 ($1.44V_{CM}$)		電源	
V_{MAX}	V_{MIN}	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	VDD1	VDD2
+240 V	-240 V	+250 mV	-250 mV	+2.05 V	-2.05 V	3.0 V～5.5V	3.0 V～5.5V

設計の説明 I

この回路は、分圧器と ±250mV 差動入力、差動出力の **AMC1300B** 絶縁型アンプを使用して、高電圧の差動測定を行います。**AMC1300B** は入力インピーダンスが低いデバイスであるため、電流検出アプリケーションに適しています。絶縁型アンプの入力インピーダンスと入力分圧器の相互作用により、ゲイン誤差が発生します。また、低インピーダンス入力から電圧検出抵抗を通過するバイアス電流は、大きなオフセット誤差を生じさせます。最初に、これらの誤差を補正せずに設計します。次に、それらの効果を観測し、数学的に記述します。最後に、それらの影響を制限するように再設計し、改善された結果を観測します。

分圧回路により、±240V の電圧を絶縁アンプの入力範囲と一致する ±250mV に降圧します。**AMC1300B** は、高電位側と低電位側の 2 つの電源が必要です。高電位側の電源は、フローティング電源を使用するか、または絶縁トランスや絶縁 DC/DC コンバータにより低電位側から生成することがよくあります。**AMC1300B** は ±250mV の差動信号を 8.2V/V の固定ゲインで測定し、1.44V の出力コモン モード電圧で、±2.05V の絶縁差動出力電圧を出力できます。『**差動出力 (絶縁) アンプとシングルエンド入力の接続』 ADC テクニカル ノート**に示すとおり、必要に応じ追加のオペアンプを使用して差動出力電圧を ADC に接続するために TLV6001 にスケーリングすることができます。



デザイン ノート I

1. 絶縁アンプが目的の入力信号範囲全体で線形動作することを確認します。これは、「**DC 転送特性 I**」セクションで示すように、DC スイープ シミュレーションを使用して実現できます。
2. 抵抗分圧回路 (R1～R3) に使用する抵抗が、電圧源から供給される電力を放熱できるようにします。
3. デバイスに印加される入力電圧が、データシートに規定された範囲内に維持されることを確認します。入力範囲に違反した場合、部品の損傷を避けるため、入力電流が 10mA を下回るようにしてください。システムが過渡イベントに対して敏感な場合、入力に TVS ダイオードを追加することを検討します。

設計手順 I

1. **AMC1300B** のフルスケール入力電圧 ($V_{IN_AMC_FSR}$) に対する入力電圧ソース (V_{SOURCE}) の比率に基づいて、必要な分圧器減衰を計算します。

$$\mathrm{GaIn} = \frac{\mathrm{V_{IN_AMC_FSR}}}{\mathrm{V_{source}}} = \frac{250\mathrm{mV}}{240\mathrm{V}} = \frac{1}{960}\mathrm{V/V}$$

2. 分圧器の上部分 (R1 と R2) の抵抗を選択します。消費電力は I^2R に等しく、オームの法則により、電流と抵抗は反比例することに注意してください。抵抗の直線的な増加は、電力の線形的な減少につながります。このため、大きな抵抗値を選択すると、全体の消費電力が最小限に抑えられます。これらの部品は、分圧器の消費電力の大部分を占めます。そのため、分圧器のピーク電力仕様を満たすように Rtop の値を選択します。

$$\mathrm{Rtop} = \mathrm{R1} + \mathrm{R2}$$

$$\mathrm{P_{peak}} \leq 15\mathrm{mW}$$

$$P = I^2R = \frac{V^2}{R}, \quad P_{peak} = \frac{{V_{peak}}^2}{R}$$

$$\mathrm{Rtop} \geq \frac{{\mathrm{V_{peak}}}^2}{\mathrm{P_{peak}}} = \frac{(240)^2}{0.015} = 3.86\mathrm{M\Omega}$$

$$Rtop = 4M\Omega$$

3. 各抵抗に必要な電力定格を最小化するため、Rtop 抵抗の値を複数の抵抗に分割します。

$$\mathrm{R1} = \mathrm{R2} = 2\mathrm{M\Omega}$$

4. 次に、絶縁アンプの入力抵抗が大きいと仮定します。電圧ソースからこのデバイスによって観測される入力電圧は、Rtop と R3 によって生成される分圧効果によって決定されます。R3 を求めます。

$$\mathrm{V_{In}} = \mathrm{V_{source}}\left(\frac{\mathrm{R3}}{\mathrm{R3} + \mathrm{Rtop}}\right)$$

$$\frac{\mathrm{V_{In}}}{\mathrm{V_{source}}} = \frac{\mathrm{R3}}{\mathrm{R3} + \mathrm{Rtop}}$$

$$R3V_{In} + RtopV_{In} = R3V_{source}$$

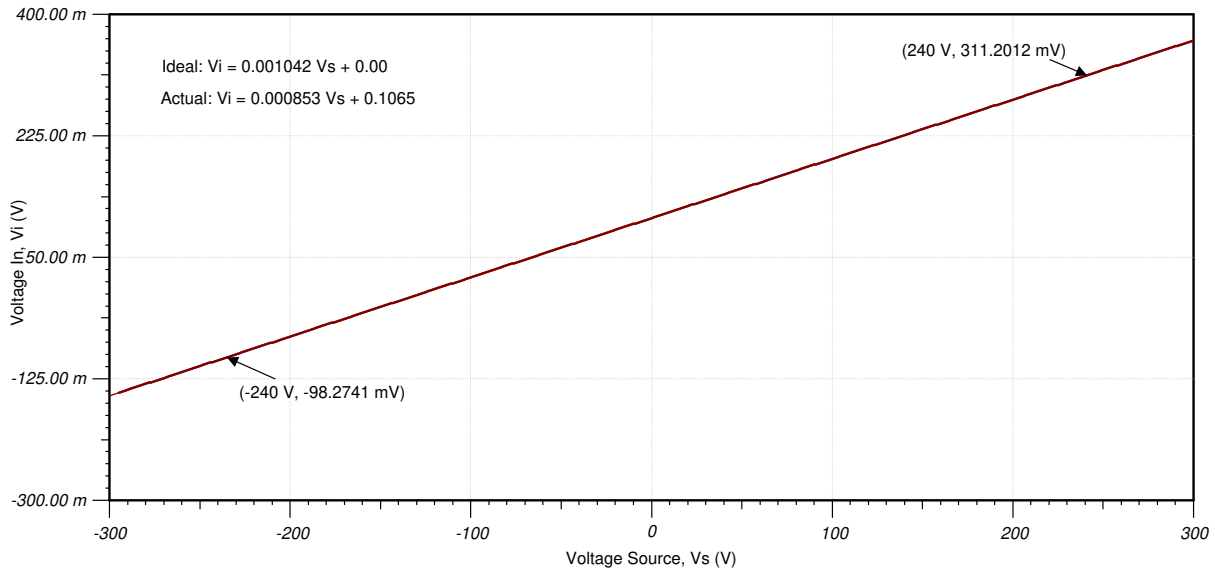
$$R_{top}V_{In} = R_3(V_{source} - V_{In})$$

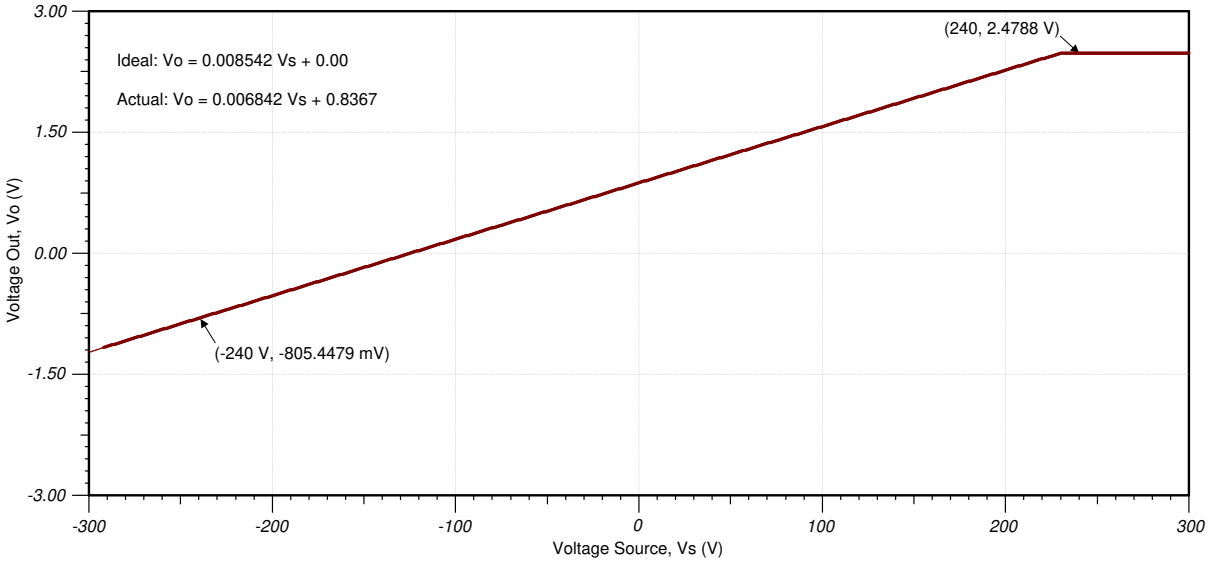
$$R3 = \frac{V_{In}Rtop}{V_{source} - V_{In}} = \frac{(250mV)(4M\Omega)}{240V - 250mV} \approx 4.17k\Omega$$

DC 転送特性 I

以下のグラフは、±240V のソースに対する出力のシミュレーション結果を示しています。ソースを -300V～+300V の範囲で掃引し、アンプの入力電圧と出力電圧を観測します。求められる線形範囲は、アンプの入力で ±250mV、アンプの出力で ±2.05V です。アンプの入力では、分圧器の分圧のため、オフセット誤差 0 と約 1.042mV/V のゲインが予想されます。アンプの出力でも、分圧器の電圧ソースの減衰と、その後の **AMC1300B** の 8.2V/V の固定ゲインによるオフセット誤差 0 と 8.542mV/V のゲインが予想されます。

以下のグラフに示すように、シミュレーション結果は目的の理想的な出力と一致していません。アンプの入力には、107mV のオフセット電圧誤差が存在します。このデバイスの入力電圧範囲 ±250mV と比較すると、これは大きな値です。このオフセット誤差はアンプの出力に引き継がれ、837mV のオフセットがアンプの出力範囲 ±2.05V の中で大きな部分を占めます。この回路は、大きなゲイン誤差も示しています。分圧器からの入力で 1.042mV/V、デバイスの出力で 8.540mV/V のゲインを想定していますが、代わりにそれぞれ 0.853mV/V と 6.842mV/V のゲインが観測され、約 18.1% と 19.9% の大きなゲイン誤差が発生しています。以下のセクションでは、より良い設計方法を規定します。





設計の説明 II

上記の方法は、1MΩ 以上などの大きな入力抵抗を持つデバイスを使用する場合の電圧検出アプリケーションに適しています。**AMC1300B** デバイスの差動入力インピーダンスは 22kΩ であり、これは前述のオフセット誤差とゲイン誤差につながります。この回路構成で電圧検出に低入力インピーダンスのアンプを使用したときのゲイン誤差とオフセット誤差は、次の式を使用して推定できます。

$$\text{Gain Error}\ (\%) = \frac{R3}{R_{ind}} \times 100$$

$$\text{Offset Error}\ (V) = I_{bias} \times R3$$

ゲイン誤差は、理想的でない電圧を R3 で除算した結果生じます。アンプの入力抵抗の大きさは R3 と同等であるため、R1 と R2 から流れ出る電流の一部は R3 を通過せずに、アンプの入力を通過します。その結果、アンプの入力で予期しない電圧降下が発生します。そのため、「***設計手順 I***」セクションの **4** で提示した式は有効ではなく、アンプの入力インピーダンスが R3 と並列であると見なす、より完全な式を考慮する必要があります。オフセット誤差は、絶縁アンプの正の入力ピンからシャント抵抗 R3 を経由して流出するバイアス電流の積です。R3 の両端にこのバイアス電流が流れると、入力に大きなオフセット電圧が発生し、増幅されて出力に渡される可能性があります。

上記の式を使用して、「**設計手順 I**」セクションの回路の誤差を推定できます。データシートの標準値から、差動入力抵抗は 22kΩ、入力バイアス電流は 30μA となります。R3 の設計値は 4.17kΩ であり、その結果、アンプの入力で 18.7% のゲイン誤差と 125mV のオフセット誤差が発生すると予想されます。これに対し、シミュレーションされた誤差は、アンプの出力で 19.9% のゲイン誤差、入力で 107mV のオフセット誤差でした。これらの誤差式は、予測される誤差の大きさを迅速に把握するのに役立つ重要なツールです。シミュレーションを実行しなくても、予期される誤差が最終使用事例で許容可能かどうかを判断できます。

『**AMC1300 高精度、±250mV 入力、強化絶縁アンプ データシート**』で指摘したように、電圧検出アプリケーションでは、アンプの反転端子に R3' を直列に導入することで、オフセット誤差およびゲイン誤差を低減できます。アンプのバイアス電流は、負の入力ピンでも正の入力ピンでも同様のオフセットを生成します。これにより、全体のオフセット電圧の大きさが大幅に低減します。さら

に、R3 の値を選択する際には、アンプの入力抵抗と R3' の影響も考慮します。これにより、240V ソースのより理想的な分割電圧が得られ、全体のゲイン誤差が改善されます。

設計手順 II - R3' の検討

設計手順 I では、ゲインと Rtop 抵抗の計算はまったく同じであるため、最高の回路性能を得るために R3 と R3' を計算することに関心を持っています。

1. 抵抗デバイダの下部で、絶縁アンプの入力電圧範囲が設定されることに注意します。R3 の理想的な値はゲイン、Rtop、Rind に依存します。ここで、Rind はアンプの差動入力インピーダンスです。念のために繰り返すと、Rtop は R1+R2 の組み合わせです。

$$R3 = \frac{\text{Gain} \times \text{Rtop}}{1 - \text{Gain} - \left(\text{Gain} \times \frac{2 \times \text{Rtop}}{\text{RInd}}\right)}$$

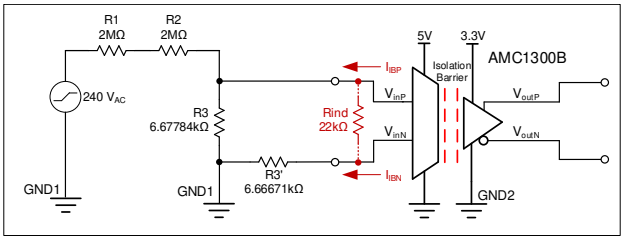
$$R3 = \frac{0.001042 \times 4\text{M}\Omega}{1 - 0.001042 - \left(0.001042 \times \frac{8\text{M}\Omega}{22.22\text{k}\Omega}\right)} = 6.67784 \text{ k}\Omega$$

2. R3' の目的は、R3 を流れるバイアス電流に起因するゲイン誤差を相殺することです。理想的な R3' は、Rtop と R3 の並列組み合わせです。R3' を求めるには、以下の式を使用します。

$$R3' = \frac{\text{Rtop} \times \text{R3}}{\text{Rtop} + \text{R3}}$$

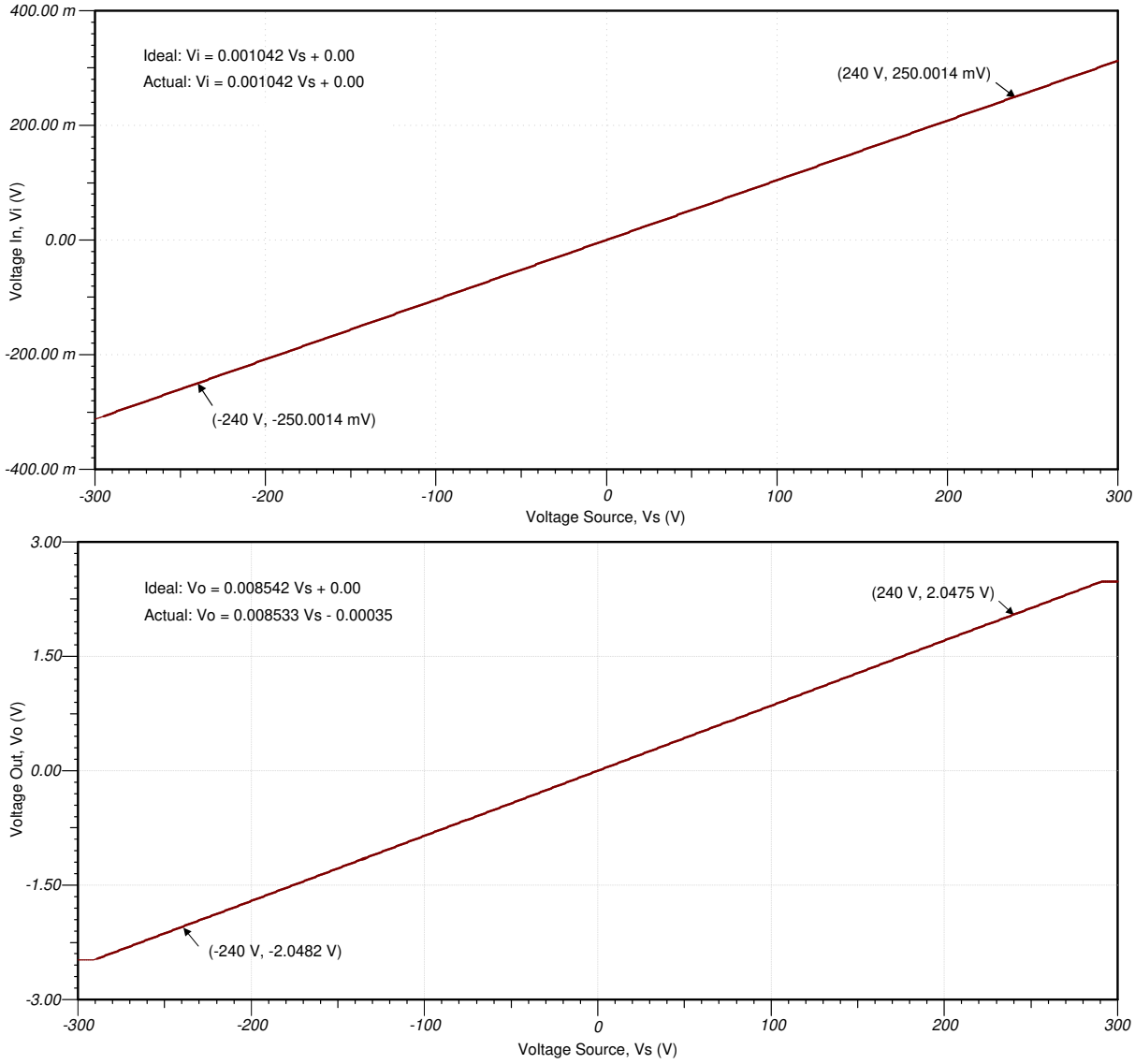
$$R3' = \frac{4\text{M}\Omega \times 6.67784\text{k}\Omega}{4\text{M}\Omega + 6.67784\text{k}\Omega} = 6.66671 \text{ k}\Omega$$

これが結果として得られる理想的な回路構成です。赤色で表示されている Rind は **AMC1300B** の差動入力抵抗を表しているため、回路図に追加しないことに注意してください。



DC 転送特性 II

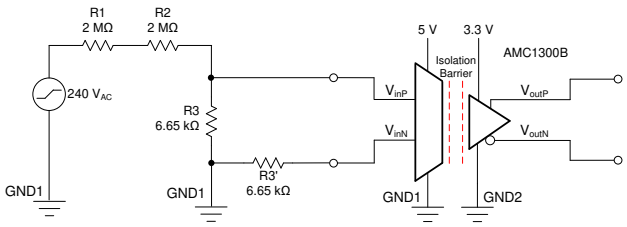
以下のグラフに、新しい設計を使用した ±240V のソースに対する出力のシミュレーション結果を示します。求められる線形範囲は、アンプの入力で ±250mV、アンプの出力で ±2.05V であることを思い出してください。



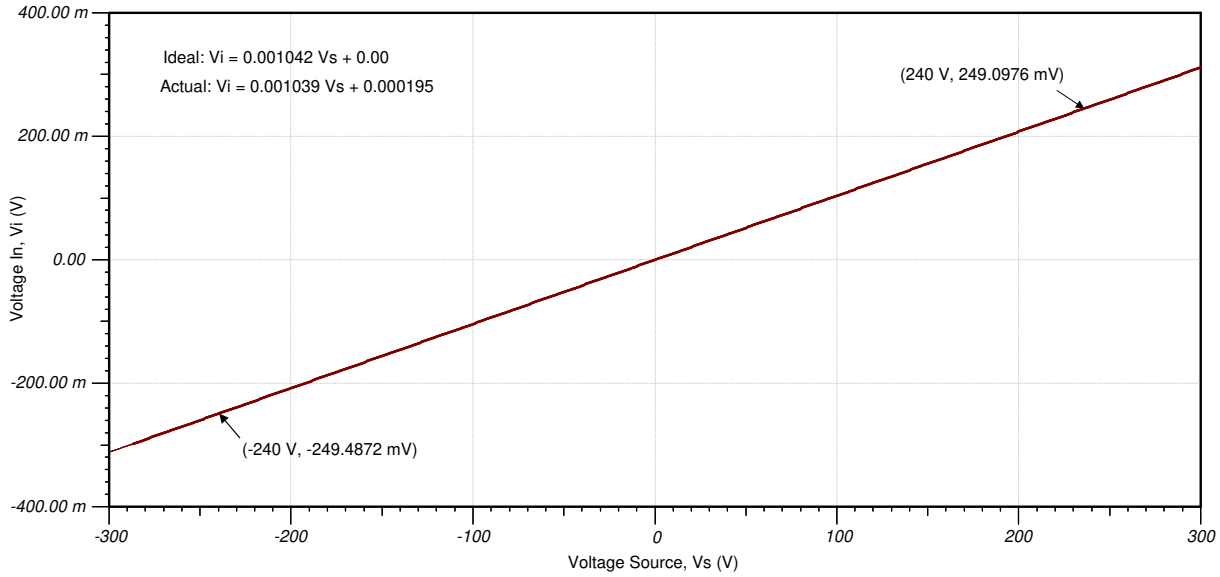
明らかに、この新しい設計では、オフセット誤差が大幅に改善されています。入力オフセット電圧とゲイン誤差がゼロに低減しています。また、この新しく設計した回路は、入力分圧器の R3 の目的の値と R3' の理想値を見つけるための計算をより正確に行うことで、ゲイン誤差性能が向上していることも示しています。

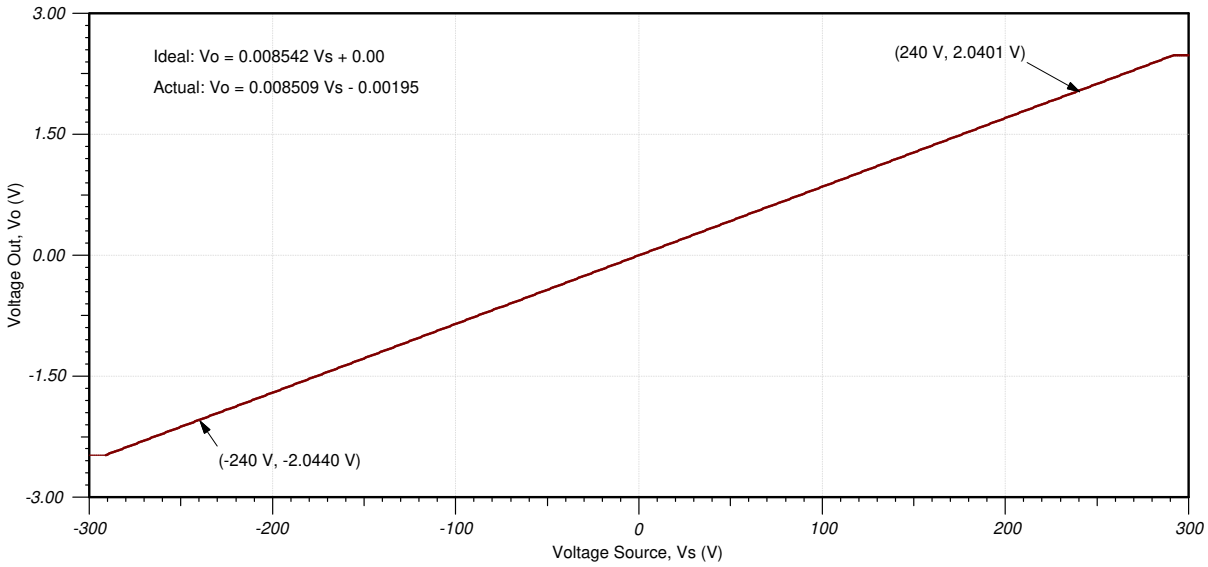
この好ましい結果は、R3 を流れる **AMC1300B** デバイスのバイアス電流によって元の設計に導入されたオフセット電圧を相殺するために R3' を追加したことによって得ることができました。問題は、理想的な値の R3 と R3' が市場で入手できないことです。また、実際には、互いに非常に近い 2 つの異なる抵抗値を使用するのは実用的ではありません。

アナログ技術者向けカリキュレータを使用すると、入手可能な最も近い E189 直列抵抗の値を見つけることができます。どちらの場合も、R3 と R3' について計算された理想値に最も近い 0.1% の抵抗値は 6.65kΩ です。最終的な回路図を次に示します。



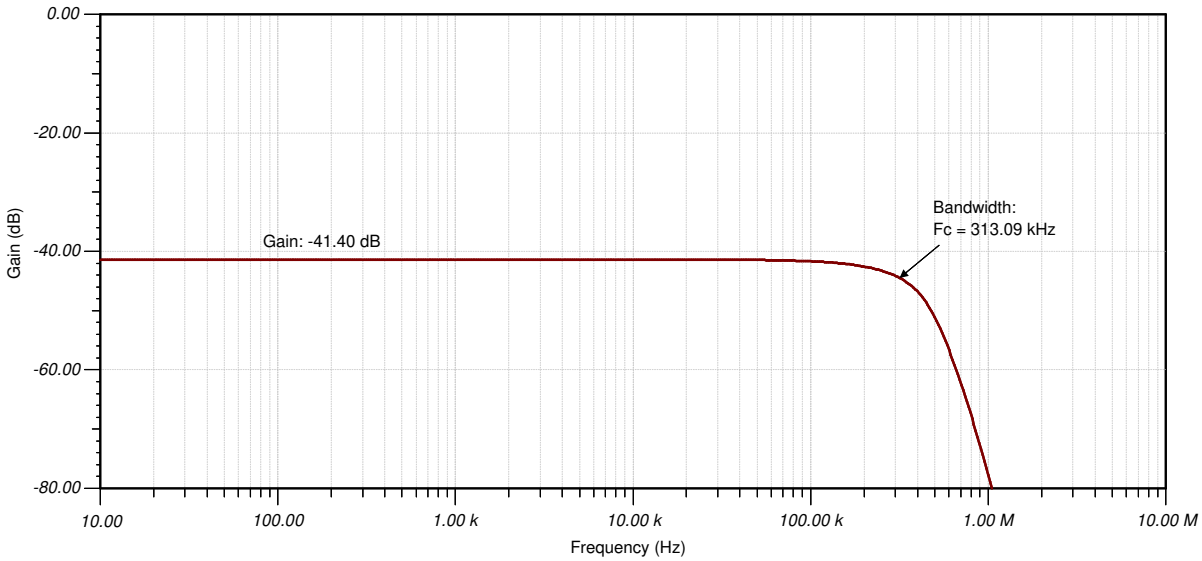
R3 と R3' には簡単に入手できる抵抗を使用しても、次のグラフに示すように、回路の性能はかなり良好です。入力のゲイン誤差を 18.2% から 0.3% に低減しました。出力のゲイン誤差を 19.9% から 0.4% に低減しました。オフセット誤差も、入力側で 195µV、出力側で 2mV に低減しています。




Ideal: Vo = 0.008542 Vs + 0.00
Actual: Vo = 0.008509 Vs - 0.00195
(240 V, 2.0401 V)
(-240 V, -2.0440 V)
3.00
1.50
0.00
-1.50
-3.00
Voltage Out, Vo (V)
-300
-200
-100
0
100
200
300
Voltage Source, Vs (V)

AC 転送特性 II

AC スイープは、目的の出力が得られると予想される周波数範囲を検証します。次のシミュレーション プロットから、シミュレーションされたゲイン -41.40dB、すなわち 8.51mV/V は、DC 出力プロットのゲイン結果と一致しています。これは、前のセクションで説明したように、目的の出力ゲイン -41.37dB、つまり 8.54mV/V に比較的近くなります。この設計の帯域幅シミュレーションの結果である 313.1kHz は、データシートの標準帯域幅仕様である 310kHz で設定されている期待値をわずかに上回っています。



参考資料

1. 『アナログ エンジニア向け回路クックブック』
2. 『アナログ技術者向けカリキュレータ』
3. TI Precision Labs

設計に使用されている絶縁型オペアンプ

AMC1300B	
VDD1	3.0 V～5.5V
VDD2	3V～5.5V
入力電圧範囲	±250 mV
公称ゲイン	8.2
V_{OUT}	1.44V の出力同相モードで差動 ±2.05V
入力抵抗	19kΩ (標準値、シングルエンド)、22kΩ (標準値、差動)
小信号帯域幅	310 kHz
入力オフセット電圧とドリフト係数	±0.2mV (最大値)、±3µV/°C (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.3% (最大値)、±15ppm/°C (標準値)
非線形性とドリフト係数	±0.03% (最大値)、±1ppm/°C (標準値)
絶縁過渡過電圧	$7.071kV_{PEAK}$
動作電圧	$1.5kV_{RMS}$、$2.121kV_{DC}$
同相過渡耐性、CMTI	75 kV/µs (最小値)、140 kV/µs (標準値)
AMC1300	

設計の代替絶縁型オペアンプ

AMC1200	
VDD1	4.5 V～5.5V
VDD2	2.7 V～5.5V
入力電圧範囲	±250 mV
公称ゲイン	8
V_{OUT}	差動 ±2V、コモン モードは電源電圧範囲によって変動
入力抵抗	28kΩ (標準値、差動)
小信号帯域幅	100 kHz
入力オフセット電圧とドリフト係数	±1.5mV (最大値)、±10µV/°C (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±1% (最大値)、±56ppm/°C (標準値)
非線形性とドリフト係数	±0.1% (最大値)、±2.4ppm/°C (標準値)
絶縁過渡過電圧	$4kV_{PEAK}$
動作電圧	$1.2kV_{peak}$
同相過渡耐性、CMTI	10 kV/µs (最小値)、15 kV/µs (標準値)
AMC1200	

AMC3330 を使用したライン間絶縁型電圧測定用の分岐タップ接続

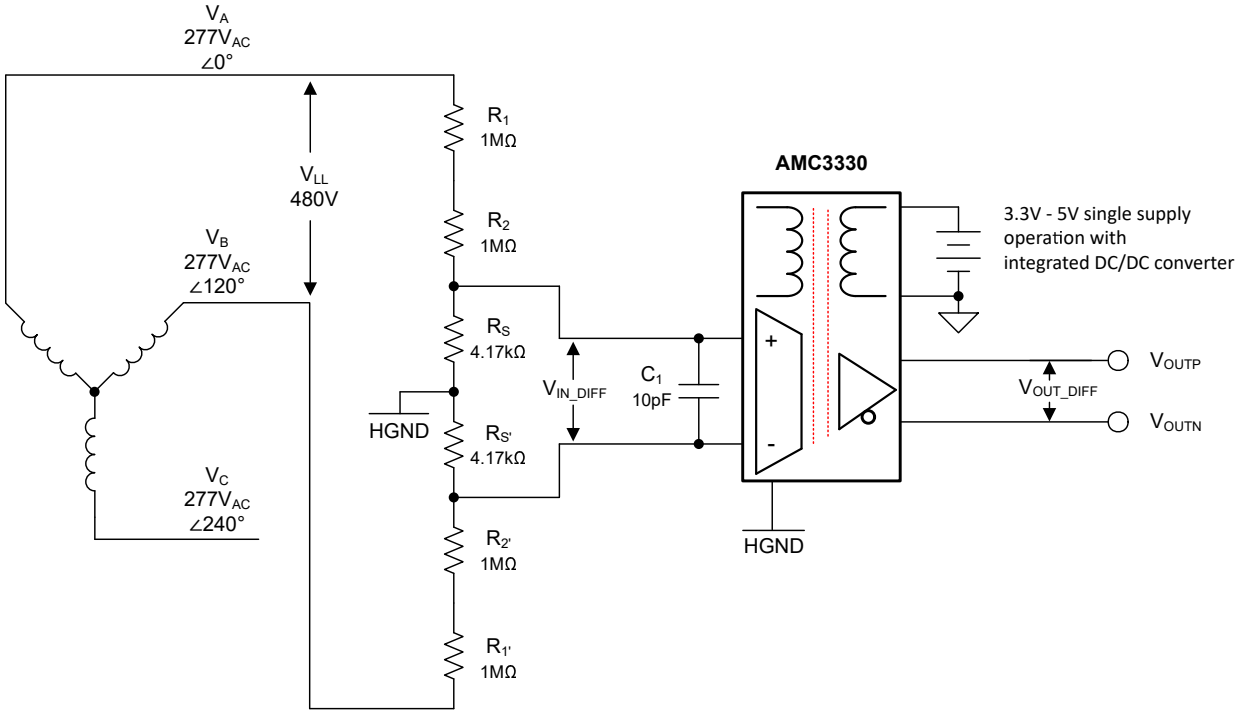
設計目標

電圧源			AMC3330 入力電圧		AMC3330 出力電圧	
V_A	V_B	結果の V_{LL}	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$
$277V_{AC}$ ∠0°	$277V_{AC}$ ∠120°	±480 V	-1 V	+1 V	-2 V	+2 V

設計の説明

この回路は、**AMC3330** 絶縁型アンプおよび分圧回路を利用して、分岐タップのライン間の絶縁型電圧検出測定を行います。ライン間測定は、120° の位相差がある 2 つの $277V_{AC}$ 電源間で行われます。分圧回路により、±480V のライン間電圧が **AMC3330** の入力電圧範囲と一致する ±1V に降圧されます。**AMC3330** は、2V/V の固定ゲインで ±1V の差動信号を測定できます。**AMC3330** は、差動入力インピーダンスが 1.2GΩ、入力バイアス電流が 2.5nA と小さいため、高電圧アプリケーションでのゲイン誤差とオフセット誤差の小さい信号検出に対応できます。

平衡な 3 相 AC 電圧システムで分岐タップ構成を使用することで、ラインとニュートラルの間の導出による 3 つの電圧をすべて測定するのに十分な 2 つのライン間電圧を測定できます。



デザイン ノート

1. AMC3330 は入力インピーダンスが高く、入力バイアス電流が低いため、DC 誤差を最小限に抑えることができ、電圧検出アプリケーションに最適です。内蔵の絶縁電源とバイポーラ入力電圧範囲により、AMC3330 は AC ライン間電圧検出に理想的です。
2. システムが目的の入力信号範囲について線形動作することを確認します。これは、「DC 伝達特性」セクションで、シミュレーションにより検証しています。**#none#**
3. 分圧抵抗回路で使用する抵抗について、電源入力電圧を AMC3330 の入力電圧範囲である ±1V まで降圧できることを確認します。
4. 分圧抵抗回路に使用する抵抗について、十分な動作電流および電圧定格を備えていることを確認します。
5. データシートの絶対最大定格の表に記載されているように、AMC3330 の入力電流が ±10mA 未満であることを確認します。

設計手順

1. 120° 離れた 2 つの 277V_{AC} 電源間の合計ライン間電圧 (V_{LL}) を計算します。

$$V_{LL} = \sqrt{3} \times 277\ V = 480\ V$$

2. 分圧回路について、AMC3330 の入力電圧に対するライン間電圧の比率を計算します。

$$Ratio = \frac{1\ V_{AMC330,input}}{480\ V} = 0.0020833$$

4. R_1、R_2、$R_{1'}$、および $R_{2'}$ に 1MΩ の抵抗を選択します。前の手順から得られた比率と次の分圧器の式を使用して、AMC3330 の入力電圧を ±1V に降圧するのに必要な等価検出抵抗 R_{sense} を求めます。

$$0.0020833 = \frac{R_{sense}}{R_1 + R_2 + R_{1'} + R_{2'} + R_{sense}} = \frac{R_{sense}}{4\ M\Omega + R_{sense}}$$

$$R_{sense} = \frac{8333.2\ \Omega}{1 - 0.0020833} = 8350.6\ \Omega$$

5. 分岐タップ構成には、2 つの等価検出抵抗 R_S および $R_{S'}$ が必要です。**アナログ技術者向けカリキュレータ**を使用して、R_S および $R_{S'}$ の最も近い標準値を決定します。

$$R_S = R_{S'} = \frac{R_{sense}}{2} = \frac{8350.6\ \Omega}{2} = 4175.3\ \Omega = 4.17\ k\Omega$$

6. 電圧源から分圧回路に流れる電流を計算し、消費電力が抵抗の定格を超えないことを確認します。詳細については、**「高電圧測定の考慮事項」**を参照してください。

$$I_{AMC330,input} = \frac{V}{R} = \frac{480\ V}{4 \times 1\ M\Omega + 2 \times 4.17\ k\Omega} = 0.039\ mA$$

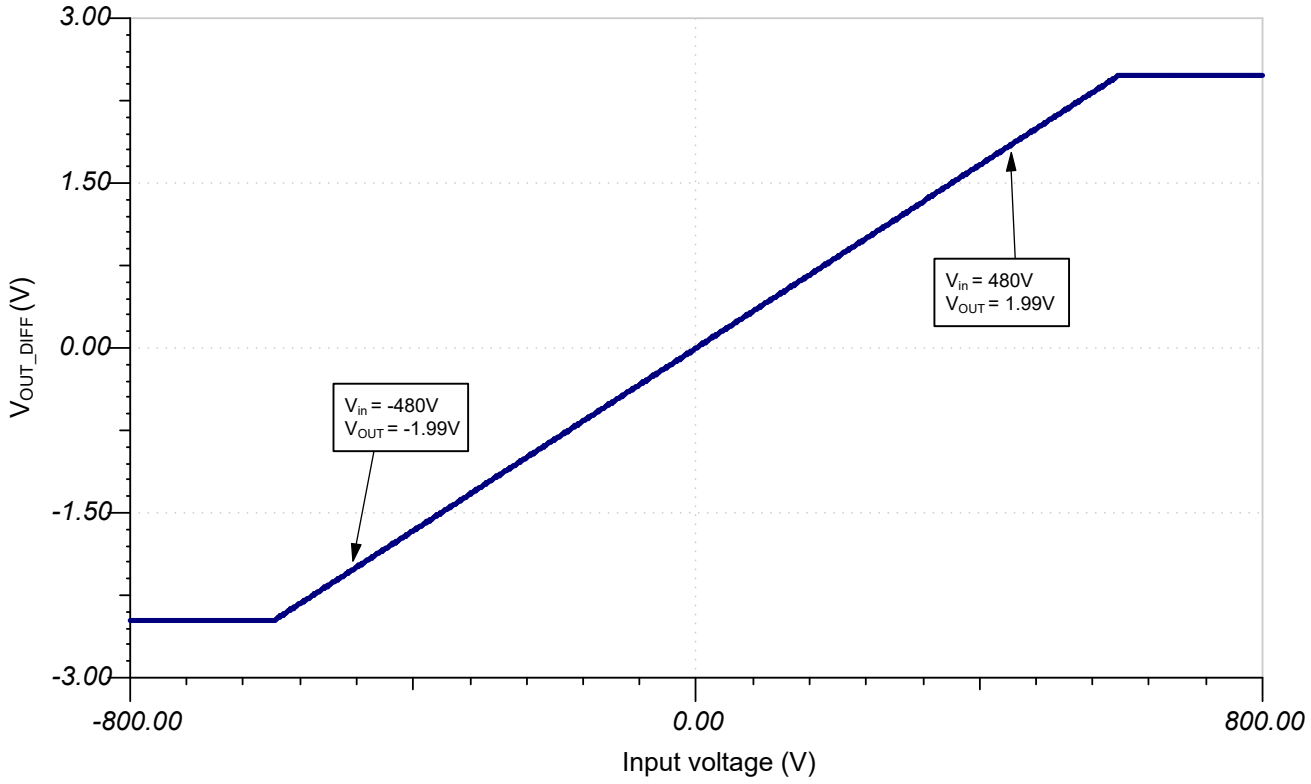
7. 分圧器のゲインは$\frac{1}{480}$、AMC3330 のゲインは 2 であるため、入力電圧 480V に対する出力電圧は、伝達関数式

$$V_{OUT} = Gain \times V_{IN} \quad (37)$$

$V_{OUT} = \frac{1}{480} \times 2 \times 480\,V = 2\,V$

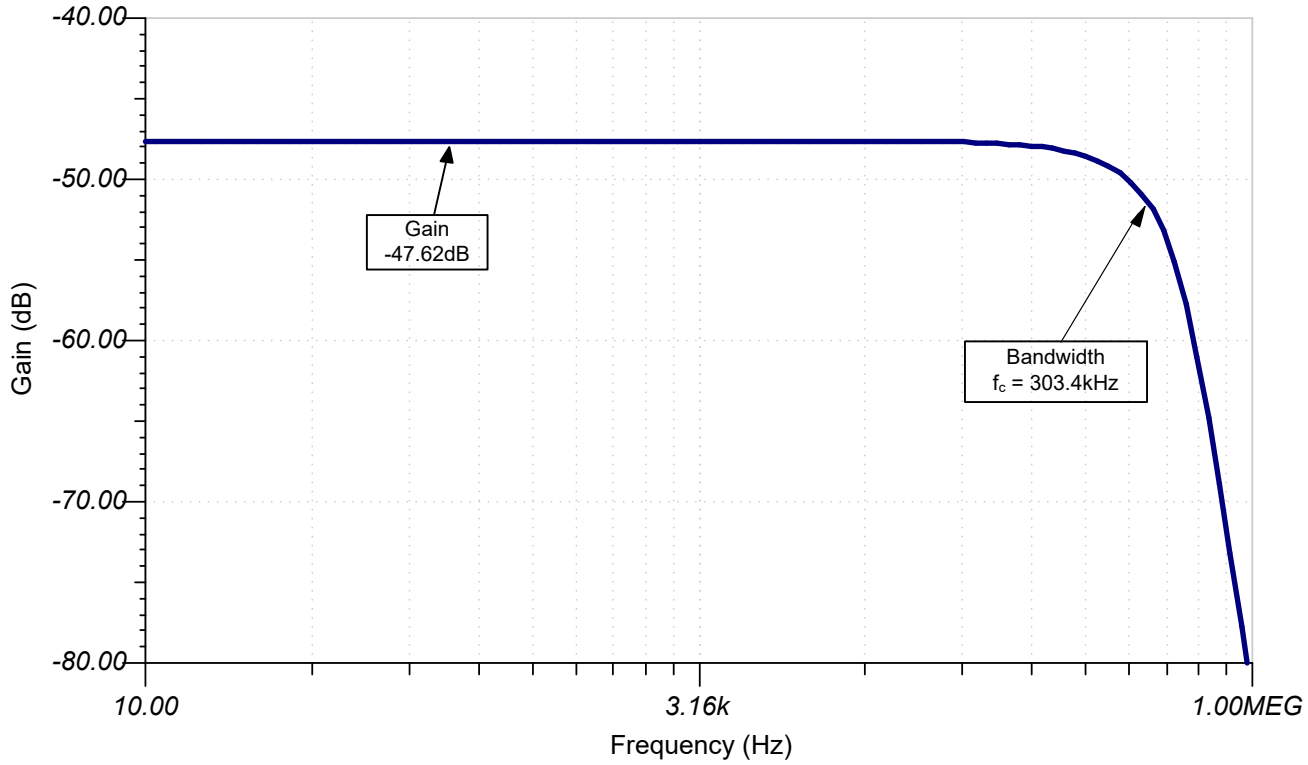
DC 伝達特性

次のグラフは、±800V の入力に対する AMC3330 の差動出力のシミュレーション結果を示しています。前のページで計算したように、入力電圧 480V に対する出力電圧は約 2V です。



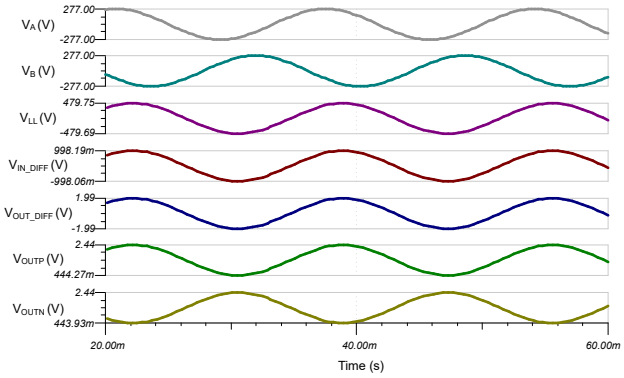
AC 伝達特性

シミュレートされたゲインは -47.62dB であり、分圧器と AMC3330 で予測されるゲインとほぼ一致しています。



シミュレーション結果

以下のシミュレーションは、AMC3330 の入力信号と出力信号を示しています。



設計の参照資料

1. 絶縁型アンプ電圧センシング Excel カリキュレータ
2. 『アナログ エンジニア向け回路クックブック』
3. TI プレシジョン ラボ - オペアンプ
4. TI プレシジョン ラボ - A/D コンバータ

設計に使用されている絶縁型オペアンプ

AMC3330	
入力電圧範囲	±1 V
公称ゲイン	2
入力抵抗	0.8GΩ (標準値)
小信号帯域幅	375 kHz
入力オフセット電圧とドリフト係数	±0.3 mV (最大値)、±4µV/℃ (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.2% (最大値)、±45ppm/°C (最大値)
非線形性とドリフト係数	0.02% (最大値)、±0.4ppm/℃ (標準値)
絶縁過渡過電圧	$6kV_{PEAK}$
動作電圧	$1.2kV_{RMS}$
同相過渡耐性、CMTI	85kV/µs (最小値)
AMC3330	

設計の代替絶縁型オペアンプ

ISO224B	
VDD1	4.5 V～18V
VDD2	4.5 V～5.5V
入力電圧範囲	±12 V
公称ゲイン	⅓
V_{OUT}	VDD2 / 2 の出力同相モードで差動 ±4 V
入力抵抗	1.25MΩ (標準値)
小信号帯域幅	275 kHz
入力オフセット電圧とドリフト係数	±5 mV (最大値)、±15µV/℃(最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.3% (最大値)、±35ppm/℃ (最大値)
非線形性とドリフト係数	0.01% (最大値)、±0.1ppm/°C (標準値)
絶縁過渡過電圧	$7kV_{PEAK}$
動作電圧	$1.5kV_{RMS}$
同相過渡耐性、CMTI	55kV/µs (最小値)
ISO224	

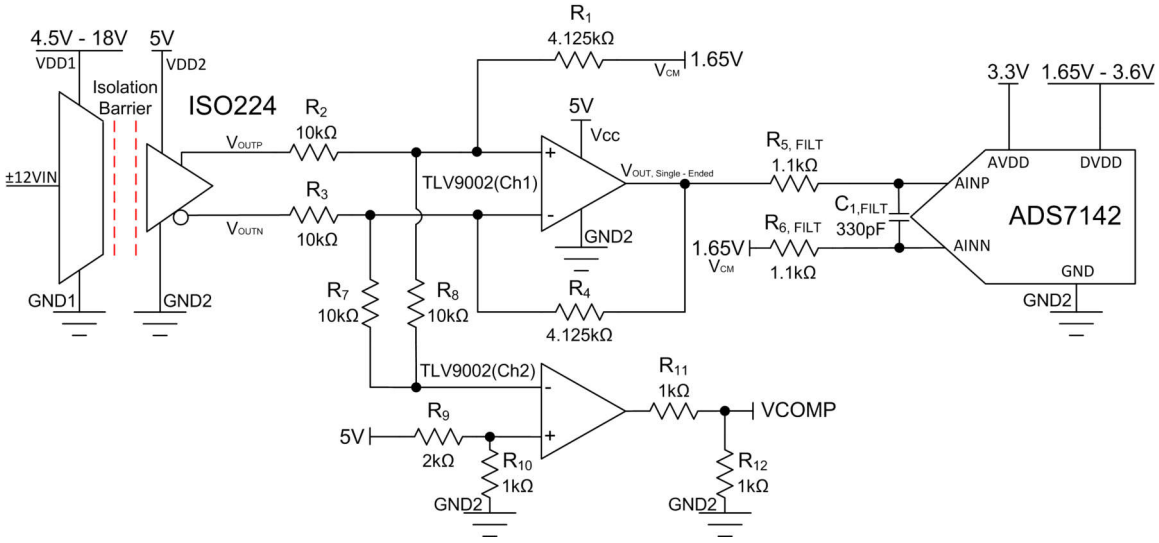
絶縁アンプと疑似差動入力 SAR ADC を使用した ±12V の電圧センシング回路

ISO224 入力電圧	ISO224 出力 (V_{OUTP} – V_{OUTN})	ADS7142 入力 (擬似差動)	ADS7142 デジタル出力
12V	4V	3.3V	FFF_H
-12V	-4V	0V	000_H

電源および基準電圧			
VDD1	VDD2 および Vcc	AVDD	GND
4.5V～18V	5V	3.3V	0V

設計の説明

この回路は、**ISO224** 絶縁アンプ、**TLV9002** オペアンプ、**ADS7142** SAR ADC を活用して ±12V の絶縁電圧センシング測定を行います。**ISO224** は ±12V のシングルエンド信号を ⅓V/V の固定ゲインで測定し、VDD2/2 の出力同相電圧で ±4V 絶縁差動出力電圧を生成できます。**TLV9002** のチャネル 1 は、**ADS7142** の入力範囲に合わせて **ISO224** の出力をコンディショニングし、チャネル 2 は **ISO224** のフェイルセーフ出力を監視します。**ADS7142** は、フルスケール入力と AVDD 基準電圧の範囲が 1.65V～3.6V である 2 チャネル ADC です。このクックブック回路では **ADS7142** の 2 チャネル入力を疑似差動構成で使用し、正と負の両方の信号を **ISO224** で測定できます。この回路は、**列車制御 / 管理システム**、**アナログ入力モジュール**、**インバータとモーター制御**など、多くの産業用高電圧アプリケーションに適用できます。本書の「部品選定」の式と説明は、各システムの仕様や要件に応じてカスタマイズできます。



仕様

仕様	計算結果	シミュレーション結果
140kSPS での ADC 過渡入力電圧セトリング	403µV	88µV
コンディショニングされた信号の範囲	0V～3.3V	0V～3.3V
入力でのノイズ	262µV_{RMS}	526µV_{RMS}
閉ループ帯域幅	175kHz	145kHz

デザイン ノート

1. 広い入力範囲、柔軟な電源構成、高い精度が理由で、**ISO224** を選択しました。
2. 超低消費電力、高集積、柔軟な電源構成、小さなサイズが理由で、**ADS7142** を選択しました。
3. コスト最適化、構成オプション、小さなサイズが理由で、**TLV9002** オペアンプを選択しました。
4. AVDD、V_{CM}、ADC の同相電圧を設定する AINN への疑似差動入力には、低インピーダンスかつ低ノイズの電源を選択します。
5. ADC のフルスケール範囲と同相の仕様を特定します。これについては「部品選定」で述べます。
6. 歪みを最小限に抑えるため、C_{FILT} には C0G コンデンサを選択します。
7. 最良の性能を得るため、$R_{FILT1,2}$ には 0.1% 20ppm/°C以下の薄膜抵抗を使用して、歪みを最小限に抑えることを考慮します。
8. 『**Understanding and Calibrating the Offset and Gain for ADC Systems**』で、誤差解析の方法を説明しています。ゲイン、オフセット、ドリフト、およびノイズの誤差を最小限に抑える方法については、リンク先をご覧ください。
9. **TI プレシジョン ラボ - ADC** トレーニング ビデオ シリーズでは、電荷バケツ回路の R_{FILT} と C_{FILT} を選択する方法について解説しています。これらの部品の値はアンプの帯域幅、データ コンバータのサンプリング レート、データ コンバータの設計に依存します。ここに示す値は、この例のアンプとデータ コンバータで適切なセトリングと AC 性能を実現します。設計を変更する場合は、別の RC フィルタを選定する必要があります。最高水準のセトリングと AC 性能を実現する RC フィルタの選定方法については、『**Introduction to SAR ADC Front-End Component Selection**』を参照してください。

部品選定

1. 入力電圧範囲に基づいて絶縁アンプを選択し、出力同相電圧および出力電圧の範囲を決定します。

   ISO224 の電源には、ハイサイド電源に 4.5V～18V、ローサイド電源に 4.5V～5.5V が使えます。ISO224 のシングルエンド入力範囲は ±12V、ゲインは ⅓V/V 固定であるため、この例では同相電圧 VDD2 / 2 (2.5V) で ±4V の差動出力が得られます。

$$\frac{\pm 12V_{\text{IN, Single}-\text{Ended}}}{3} = \pm 4V_{\text{OUT, Differential}} \text{ at } 2.5V\left(\frac{V_{DD2}}{2}\right) \text{common}-\text{mode}$$

2. サイズが小さく低消費電力の ADC を選択します。

   ADS7142 は、疑似差動構成で使用できる小型低消費電力の 2 チャネル ADC です。最大入力範囲は基準電圧により設定され、この例では AVDD (3.3V) と同じです。

$$\text{ADC}_{\text{Full}-\text{Scale Range}} = V_{REF} = \text{AVDD} = 3.3V$$

疑似差動測定に必要な ADC 同相電圧を求めます。

$$V_{CM} = \frac{V_{REF}}{2} = 1.65V$$

3. ISO224 の ±4V 差動、2.5V 同相出力を、ADS7142 の 3.3V 疑似差動、1.65V 同相入力に変換できるオペアンプを選択します。また、ISO224 のフェイルセーフ出力機能を監視できる 2 番目のチャネルを備えたオペアンプを選択することを推奨します。

   TLV9002 は、コストの制約が厳しい小型アプリケーション用に最適化された 2 チャネル、レール ツー レール入出力アンプです。

   チャネル 1 を使用して、ISO224 の ±4V 差動、2.5V 同相出力を、1.65V の同相電圧で 3.3V ピークの疑似差動出力に変換します。R1 = R4 かつ R2 = R3 の場合、伝達関数は次の式で設定されます。

$$V_{OUT} = V_{OUTP}\left(\frac{R_4}{R_3}\right) + V_{OUTN}\left(\frac{R_1}{R_2}\right) + V_{CM}$$

   この信号は ±4V から 3.3V に変換する必要があります。すなわち、信号を 3.3V/±4V = 3.3V/8V の割合で減衰させる必要があります。前に計算した値 (1.65V) を V_{CM} に代入し、R2 と R3 を 10kΩ に設定すると、次の式が得られます。

$$3.3V = 4V\left(\frac{R_4}{10k\Omega}\right) + 1.65V \qquad 0V = -4V\left(\frac{R_1}{10k\Omega}\right) + 1.65V$$

   R1 と R4 についてこの式を解くと、4.125kΩ の値が得られます。

   このトピックの詳細については、『**差動出力 (絶縁) アンプの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。

   TLV9002 のチャネル 2 は、ISO224 のフェイルセーフ出力機能の監視に使用します。ISO224 のフェイルセーフ出力機能は、V_{IN} ピンの入力信号にかかわらず、ハイサイド電源 (VDD1) が失われると常に有効になります。TLV9002 のチャネル 2 の出力 (VCOMP) はシステム コントローラの GPIO ポートに入力され、フェイルセーフ出力機能が有効な場合常に High に移行します。詳細については、『**フェイルセーフ出力機能**』アプリケーション ノートを参照してください。

4. 入力信号のセトリングと 140kSPS のサンプル レートに合わせて $R1_{FILT}$、$R2_{FILT}$、C_{FILT} を選択します。

   TI Precision Labs のビデオ『**Refine the R_{FILT} and C_{FILT} Values**』では、R_{FILT} と C_{FILT} の選定方法を説明しています。最終的に、1.1kΩ と 330pF という値で、アクイジション時間内に最下位ビット (LSB) の 1/2 を優に下回るまでセトリングできることが分かりました。

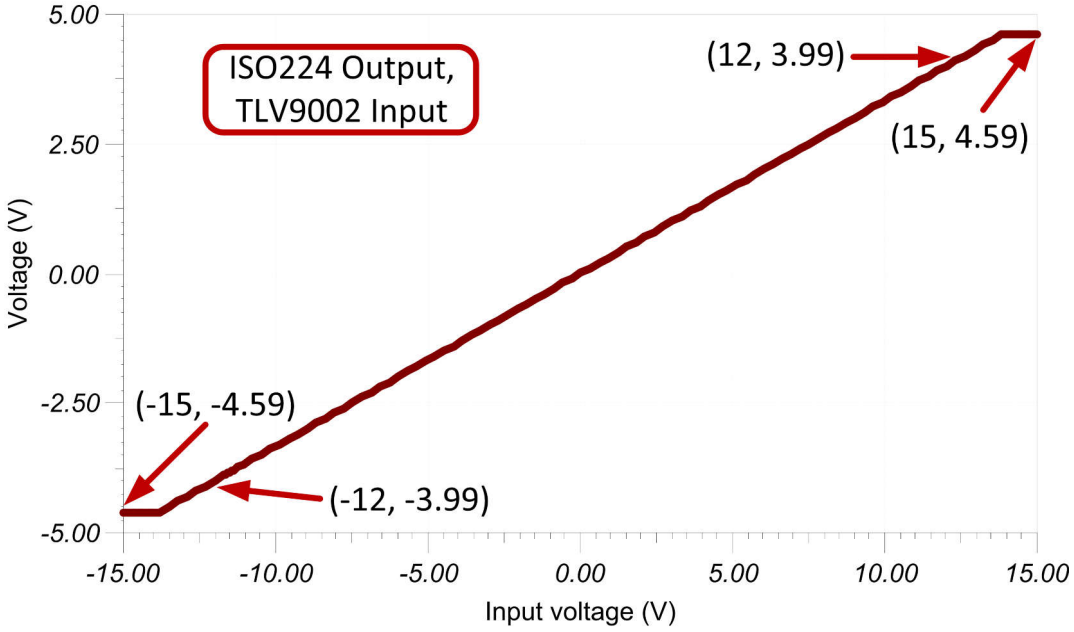
DC 伝達特性

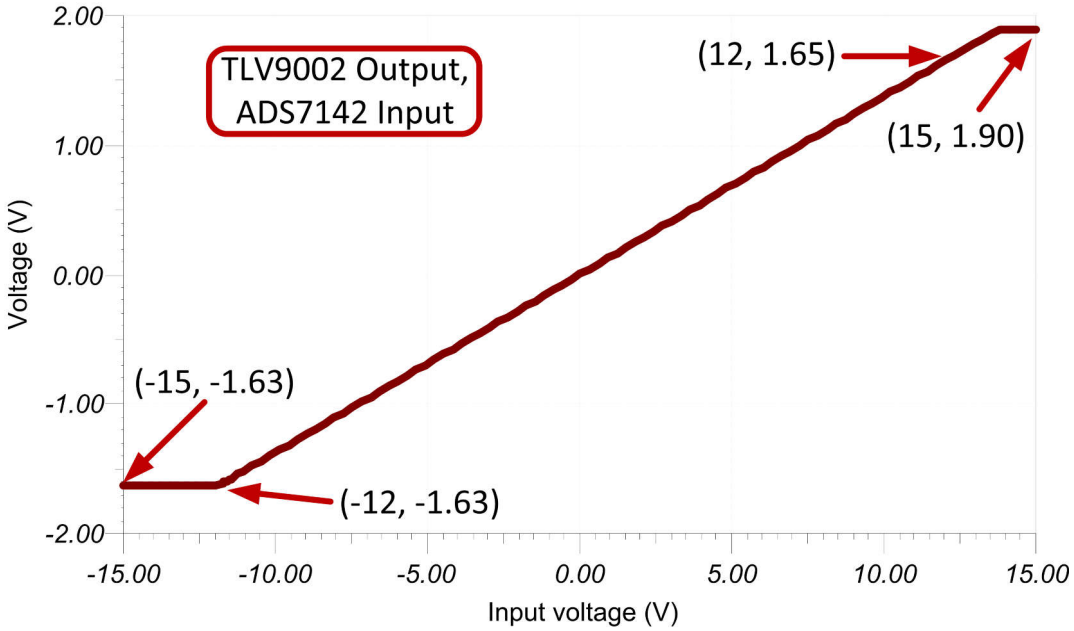
次のグラフに、ISO224 への ±15V 入力信号による TLV9002 および ADS7142 への入力のシミュレーション結果を示します。最初のグラフに、ISO224 の ±VIN/3 のリニア出力と TLV9002 の入力を示します。2 番目のグラフに、TLV9002 がゲインをさらに VIN/2.43 に減少させ、同相電圧が 1.65V にシフトすることを示します。その結果、AVDD = VREF = 3.3V の場合、フルレンジ ±12V の入力信号で ADC の 0V～3.3V のフルスケール範囲 (FSR) を活用できます。

以下の伝達関数は、ISO224 と TLV9002 のゲインが 1/7.28V/V であることを示しています。

$$\mathrm{Gain}_{\mathrm{ISO224}} \times \mathrm{Gain}_{\mathrm{TLV9002}} \times \mathrm{V}_{\mathrm{IN}} = \mathrm{V}_{\mathrm{OUT}}$$

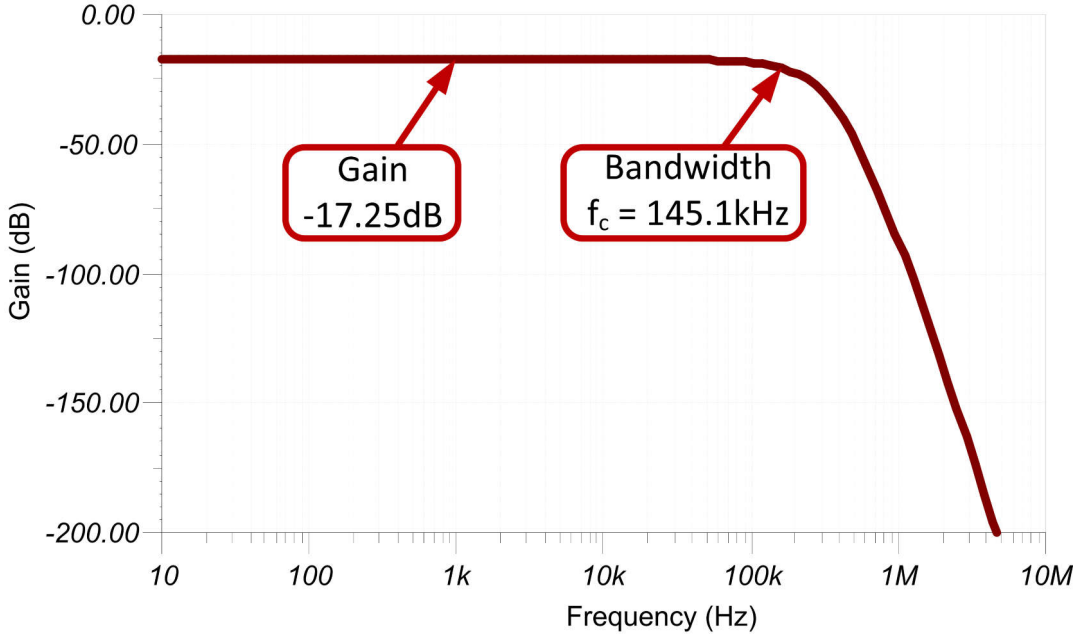
$$\frac{1}{3} \times \frac{1}{2.43} \times 12\mathrm{V} = \frac{1}{7.28} \times 12\mathrm{V} = 1.65\mathrm{V}$$





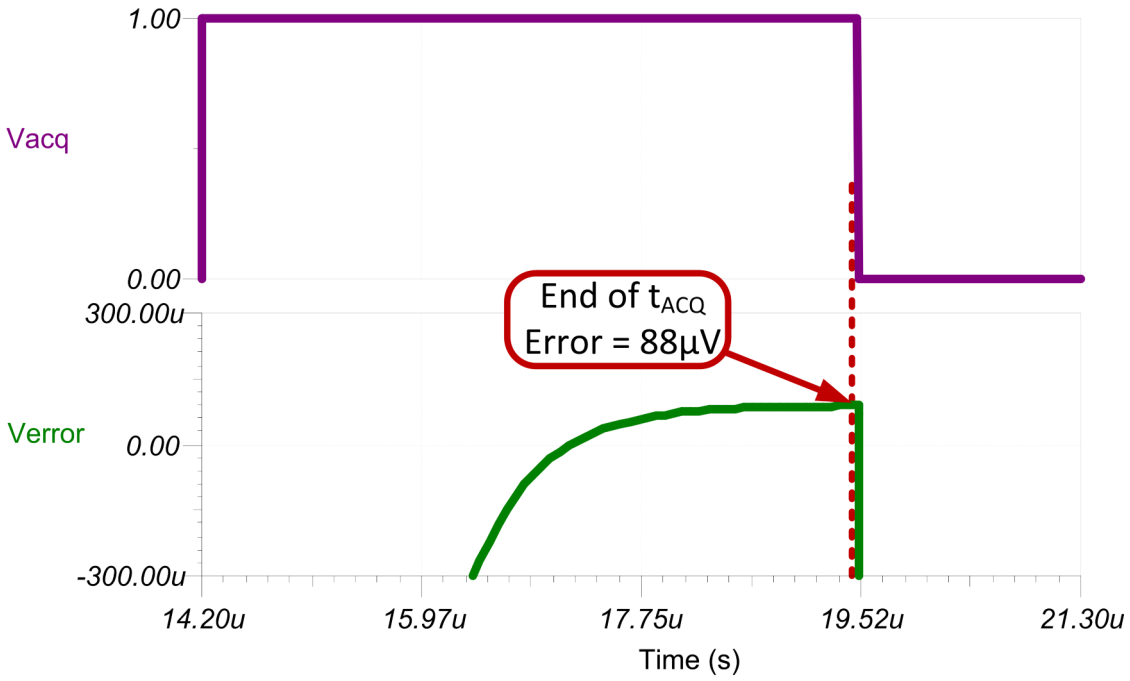
AC 伝達特性

信号チェーンの帯域幅のシミュレーション結果は約 145kHz、ゲインは -17.25dB であり、線形ゲインは約 0.137V/V (減衰率 1/7.28V/V) です。これは、システムのゲインの期待値と一致しています。



ADC 過渡入力電圧セトリング シミュレーション

以下に、アクイジション時間が 5.3µs のときの過渡セトリングのシミュレーション結果を示します。88µV のノイズは、0.5 × LSB の制限である 403µV 内に十分収まっています。この件の詳しい理論については、『**Refine the Rfilt and Cfilt Values**』を参照してください。



ノイズ シミュレーション

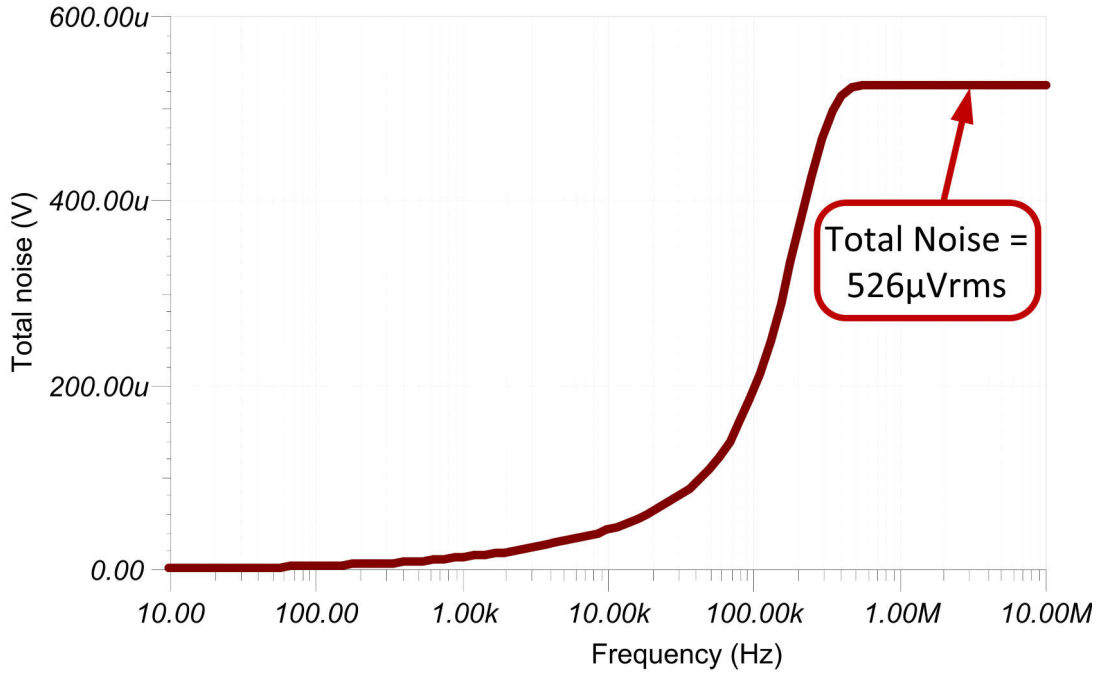
ADC の入力でのノイズのシミュレーション結果は、計算された期待値を上回っています。この差は、シミュレーション モデルでのノイズのピーキングが計算に含まれていないことが原因です。以下の式は、信号チェーンでは ISO224 のノイズが支配的で、TLV9002 からのノイズは無視できることを示しています。この件の詳しい理論については、『**Calculating the Total Noise for ADC Systems**』を参照してください。

$$E_n = \text{Gain}(e_n) = \sqrt{(1.57 \times BW)}$$

$$E_{nISO224A} = \frac{1}{3} \times \frac{1}{2.43}\left(\frac{4\mu V}{\sqrt{Hz}}\right) \times \sqrt{1.57 \times 145kHz} = 262\mu V_{RMS}$$

$$E_{nTLV9002} = \frac{1}{2.43}\left(\frac{27nV}{\sqrt{Hz}}\right) \times \sqrt{1.57 \times 145kHz} = 5\mu V_{RMS}$$

$$E_{nISO224A + TLV9002} = E_{nISO224A} + E_{nTLV9002} = \sqrt{262^2\mu V_{RMS} + 5^2\mu V_{RMS}} = 262\mu V_{RMS}$$



設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『アナログ エンジニア向け回路クックブック』を参照してください。

主要なファイルへのリンク

絶縁設計の TINA ファイル：SBAC226 を参照してください。

使用デバイス

デバイス	主な特長	リンク	類似デバイス
ISO224	±12V のシングルエンド入力範囲、⅓ の固定ゲイン、±4V の差動出力を生成、出力同相電圧 2.5V、ハイサイド電源 4.5V～18V、ローサイド電源 4.5V～5.5V、入力オフセット：25℃で ±5mV、最大値 ±42µV/℃、ゲイン誤差：25℃で ±0.3%、最大値 ±50ppm/℃、非直線性：最大値 ±0.01%、±1ppm/℃、1.25MΩ の高入力インピーダンス。	ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7142	デュアル チャネル、フルスケール入力スパンと基準電圧を AVDD により設定、デフォルト 12 ビットの性能、高精度モードで 16 ビットの性能、600SPS において 0.45µA の非常に低い消費電流。	ADS7142	https://www.ti.com/PrecisionADCs
TLV9002	デュアル チャネル、レール ツー レール入出力アンプ、2727nV/√Hz の低い広帯域ノイズ、±0.04mV の低い入力オフセット電圧。	TLV9002	https://www.ti.com/opamps

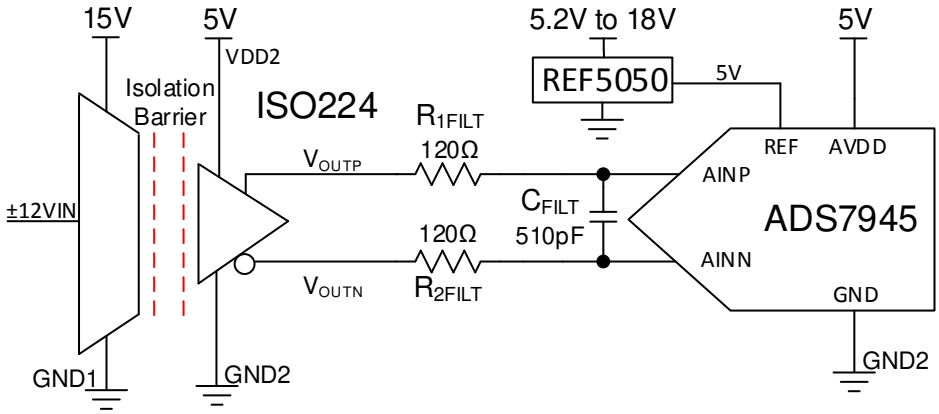
絶縁アンプと差動入力 SAR ADC を使用した ±12V の電圧センシング回路

ISO224 入力電圧	ISO 出力、ADC 入力 (V_{OUTP} - V_{OUTN})	デジタル出力 ADS7945
+12V	+4V	1999_H
-12V	-4V	$E666_H$

電源および基準電圧		
VDD1	VDD2 および AVDD	REF5050 の外部基準電圧
15V	5V	5V

設計の説明

この回路は、**ISO224** 絶縁アンプと **ADS745** SAR ADC を活用して ±12V の絶縁電圧センシングを行います。**ISO224** は ±12V の真の差動信号を ⅓V/V の固定ゲインで測定し、VDD2/2 の出力同相電圧で絶縁差動出力電圧を生成できます。**ADS7945** は、フルスケール入力電圧が $\pm V_{REF}$、同相入力電圧が $V_{REF}/2 \pm 200mV$ の完全差動入力 ADC です。+5V の基準電圧を選択すると、ADS7945 は **ISO224** からのフルスケールおよび同相出力に対応できます。**ISO224** の出力を完全差動入力 ADC でキャプチャすると、シングルエンド変換と比べてシステムのダイナミック レンジは 2 倍になります。**保護リレー**、**チャネル間絶縁された ±10V アナログ入力カード**、**インバータとモーター制御**など多くの産業用高電圧アプリケーションに適用できます。本書の「部品選定」の式と説明は、各システムの仕様や要求に応じてカスタマイズできます。



仕様

仕様	計算結果	シミュレーション結果
100kSPS での ADC 過渡入力電圧セトリング	305µV	11µV
コンディショニングされた信号の範囲	±4V	±4V
入力でのノイズ	$1.9mV_{RMS}$	$1.73mV_{RMS}$
閉ループ帯域幅	175kHz	185kHz

デザイン ノート

1. 低消費電力であること、アナログ入力構造が **ISO224** と互換であることから、**ADS7945** を選択しました。
2. システムが、目的の入力信号範囲について線形動作することを確認します。これは、「DC 伝達特性」セクションで、シミュレーションにより検証しています。
3. 歪みを最小限に抑えるため、C_{FILT} には C0G コンデンサを選択します。

4. 『Understanding and Calibrating the Offset and Gain for ADC Systems』で、誤差解析の方法を説明しています。ゲイン、オフセット、ドリフト、およびノイズの誤差を最小限に抑える方法については、リンク先をご覧ください。
5. TI プレシジョン ラボ - ADC トレーニング ビデオ シリーズでは、電荷バケツ回路の R_{FILT} と C_{FILT} を選択する方法について解説しています。これらの部品の値はアンプの帯域幅、データ コンバータのサンプリング レート、データ コンバータの設計に依存します。ここに示す値は、この例のアンプとデータ コンバータで適切なセトリングと AC 性能を実現します。設計を変更する場合は、別の RC フィルタを選定する必要があります。最高水準のセトリングと AC 性能を実現する RC フィルタの選定方法については、『Introduction to SAR ADC Front-End Component Selection』を参照してください。

部品選定

1. 入力電圧範囲に基づいて絶縁アンプを選択し、出力同相電圧および出力電圧の範囲を決定します。

   ISO224:

   - ±12V のシングルエンド入力範囲
   - ⅓ の固定ゲインによる ±4V の差動出力
   - +2.5V の出力同相電圧
   - ハイサイド電源 4.5V～18V、ローサイド電源 4.5V～5.5V
   - 入力オフセット:25℃で ±5mV、±42µV/℃ (最大値)
   - ゲイン誤差:25℃で ±0.3%、±50ppm/℃ (最大値)
   - 非線形性:±0.01%、±1ppm/℃ (最大値)
   - 1.25MΩ の高い入力インピーダンス
2. ISO224 の +2.5V の同相および ±4V の差動出力と組み合わせるため、適切な同相および差動入力範囲の ADC を選択します。

   ADS7945:

   - ±5V の最大アナログ入力範囲
   - フルスケール入力範囲は ± 基準電圧で設定
   - 入力同相範囲は $V_{REF}/2±0.2V$
   - 2.7V～5.25V の電源
   - 84dB の高 SNR、2Msps で 11.6mW の低消費電力
3. ISO224 の同相出力 2.5V と、ADS7945 の同相入力電圧 $V_{REF}/2±0.2V$ により設定される同相制限をサポートできる基準電圧を選択します。これは、基準出力電圧が 5V、低ノイズである必要があり、入力電圧は構成可能が望ましいことを意味します。

   REF5050:

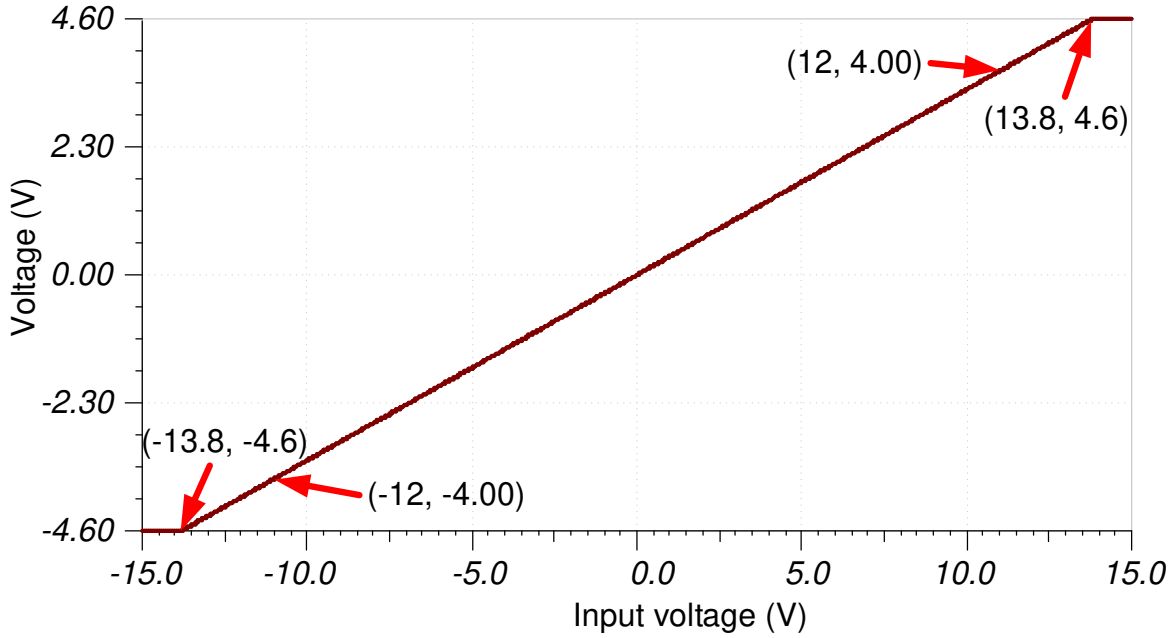
   - 5V 出力
   - 5.2V～18V の入力電圧の電源
   - 3µVPP/V のノイズ
4. 入力信号のセトリングと 100ksps のサンプル レートに合わせて $R1_{FILT}$、$R2_{FILT}$、C_{FILT} を選択します。

TI Precision Labs のビデオ『**Refine the R_{FILT} and C_{FILT} Values**』では、R_{FILT} と C_{FILT} の選定方法を説明しています。最終的に、120Ω と 510pF という値で、アクイジション時間内に最下位ビット (LSB) の 1/2 を優に下回るまでセトリングできることが分かりました。

DC 伝達特性

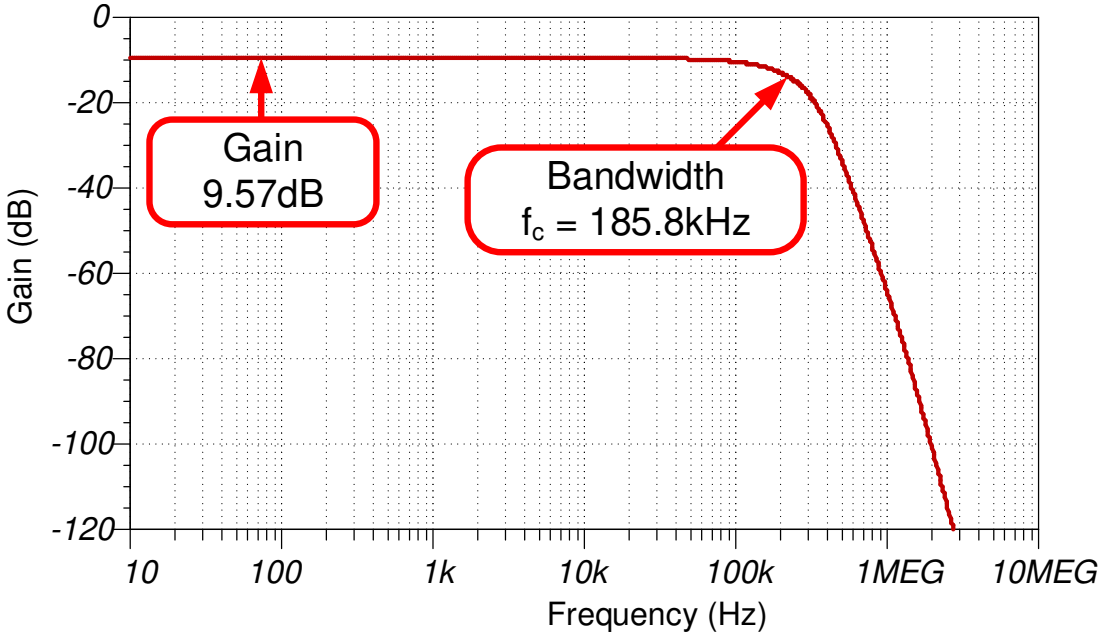
次のグラフは、±15V の入力に対する出力のシミュレーション結果を示しています。目標の線形範囲は、±12V 入力に対して ±4V の出力です。このシミュレーションは、線形出力範囲が要件を十分上回る約 ±4.6V であることを示しています。

この伝達関数は、ISO224 のゲインが ⅓ であること (すなわち、ゲイン $V_{IN} = V_{OUT}$、(⅓)·(12V) = 4V) を示しています。



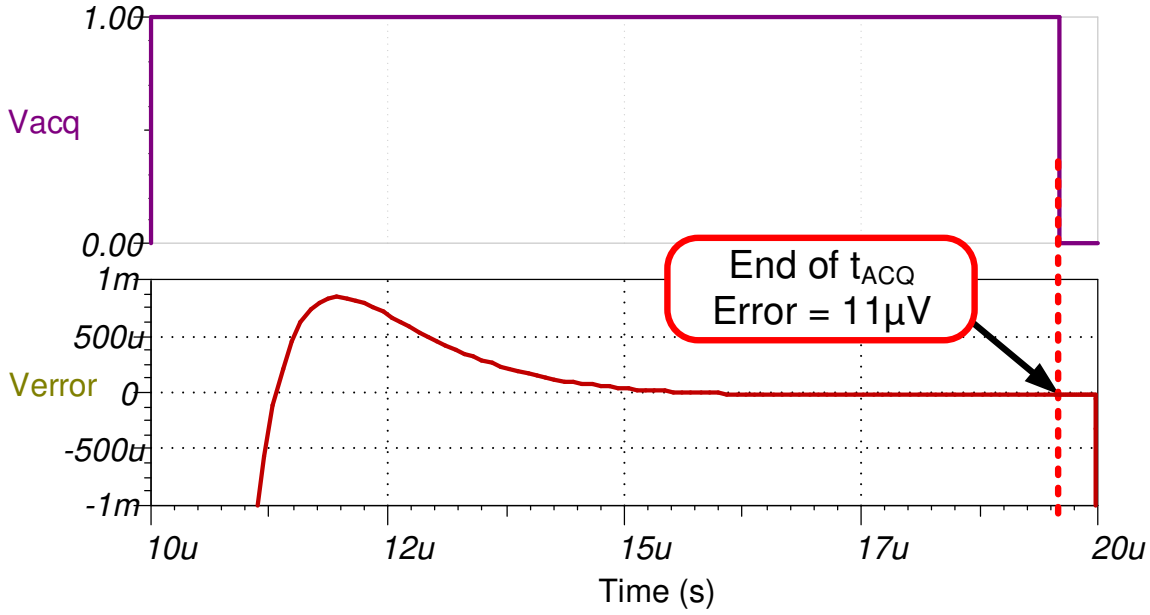
AC 伝達特性

シミュレートされた帯域幅は約 186kHz、ゲインは -9.57dB (または 0.332V/V) であり、これは、**ISO224** のゲインと帯域幅の期待値 (仕様値：fc = 175kHz、ゲイン = 0.333V/V) とほぼ一致しています。



ADC 過渡入力電圧セトリング シミュレーション

以下に、アクイジション時間が 9.6µs のときの過渡セトリングのシミュレーション結果を示します。11µV のセトリング誤差は、0.5 × LSB の制限である 305µV を十分に下回っています。この件の詳しい理論については、『**Refine the Rfilt and Cfilt Values**』を参照してください。



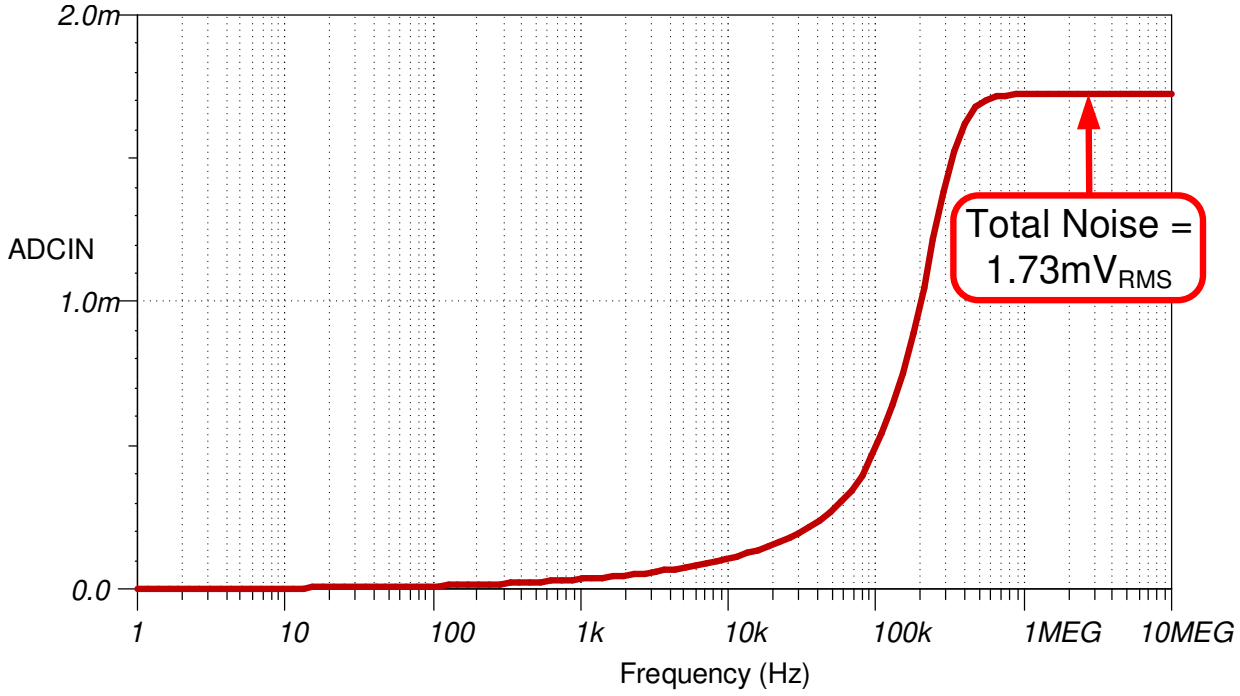
ノイズ シミュレーション

以下のノイズの計算では、**ISO224** のノイズのみに着目しています。**ISO224** のノイズは、回路内のその他のノイズ源よりもはるかに大きいため、総ノイズは **ISO224** のノイズに等しいと近似できます。B グレードについても同じ方法を使用できます。

$$E_{nISO224A} = Gain(e_n)\sqrt{1.57 \cdot BW}$$

$$E_{nISO224A} = \frac{1}{3}\left(4\mu V / \sqrt{Hz}\right)\sqrt{1.57 \cdot 176kHz} = 0.7mV_{RMS}$$

ノイズのシミュレーション結果は、計算された期待値を上回っています。この差は、シミュレーション モデルでのノイズのピーキングが原因です。ノイズのピーキングは計算に含まれていません。この件の詳しい理論については、『**Calculating the Total Noise for ADC Systems**』を参照してください。



使用デバイス

デバイス	主な特長	リンク	類似デバイス
ISO224	±12V のシングルエンド入力範囲、⅓ の固定ゲイン、±4V の差動出力を生成、出力同相電圧 +2.5V、ハイサイド電源 4.5V～18V、ローサイド電源 4.5V～5.5V、入力オフセット：25℃で ±5mV、最大値 ±42µV/℃、ゲイン誤差：25℃で ±0.3%、最大値 ±50ppm/℃、非直線性：最大値 ±0.01%、±1ppm/℃、1.25MΩ の高入力インピーダンス	www.ti.com/product/ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7945	±5V の最大アナログ入力範囲、フルスケール入力スパンは ± 基準電圧で設定、入力同相範囲は V_{REF}/2±0.2V、電源 2.7V～5.25V、84dB の高い SNR、2Msps で 11.6mW の低消費電力	www.ti.com/product/ADS7945	http://www.ti.com/opamps
REF5050	ドリフト：3ppm/℃、初期精度：0.05%、ノイズ：4µVpp/V	www.ti.com/product/REF5050	http://www.ti.com/vref

設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『**アナログ エンジニア向け回路クックブック**』を参照してください。

主要なファイルへのリンク

絶縁設計の TINA ファイルを参照してください。

絶縁型の低電圧および過電圧検出回路

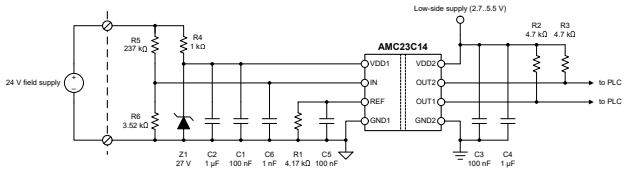
設計目標

過電圧レベル	低電圧レベル	ローサイド V_{DD}	ハイサイド V_{DD}	過渡応答時間
28.8 V	20.4 V	2.7 V～5.5V	24 V	360ns

設計の説明

この高速な絶縁型の低電圧および過電圧検出回路は、スレッショルドを調整可能なデュアル絶縁型ウィンドウ コンパレータ (AMC23C14) を使用して実装されています。この回路は、リモート モジュールの電源電圧が有効な範囲内かどうかをコントローラ側で検出する必要がある、産業用フィールド電源アプリケーション向けに設計されています。

AMC23C14 は、堅牢な強化絶縁性能と、100kV/µs (最小値) の高い CMTI、調整可能なデュアル ウィンドウ コンパレータのスレッショルド、広いハイサイド電源電圧範囲 (3V～27V)、拡張産業用温度範囲 (-40℃から +125℃) の性能から選択されました。



低電圧および過電圧検出の回路図

デザイン ノート

1. 誤差を最小化するため、分圧器 (R_5 および R_6) とスレッショルド設定抵抗 (R_1) には高精度の抵抗を選択します。
2. AMC23C14 はフィールド電源から電力を供給され、ツェナー ダイオードとシャント抵抗によって 30V (絶対最大電源電圧) を超える電圧から保護されています。
3. 目的の動作電圧範囲に基づいて、分圧抵抗とスレッショルド設定抵抗を選択します。

設計手順

1. 電源が最小有効動作電圧の 20.4V (24V - 15%) を超えたとき、固定の内部 300mV スレッショルドをトリップするために必要な電圧分圧比を決定します。V_{supp} が必要な動作電圧である 24V のとき、電流が 100µA に設定されるよう、分圧抵抗の合計の抵抗値を決定します。

$$IN = V_{supp}\left(\frac{R_6}{R_5 + R_6}\right)$$

$$300\ mV = 20.4\ V\left(\frac{R_6}{R_5 + R_6}\right)$$

$$V_{supp} = 100\ \mu A \times \left(R_5 + R_6\right)$$

$$24\ V = 100\ \mu A \times \left(R_5 + R_6\right)$$

方程式系を解くと、R_5 = 236kΩ、R_6 = 3.52kΩ が得られます。

- アナログ技術者向けカリキュレータを使用すると、最も近い E96 抵抗の値は 237kΩ と 3.48kΩ です。

2. 電源が 28.8V (24V + 20%) を超えたときに調整可能なスレッショルド コンパレータをトリップするよう、スレッショルド設定抵抗の値を決定します。

$$IN = V_{supp}\left(\frac{R_6}{R_5 + R_6}\right)$$

$$IN = 28.8\ V\left(\frac{3.52\ k\Omega}{237\ k\Omega + 3.52\ k\Omega}\right)$$

$$IN = 0.42\ V$$

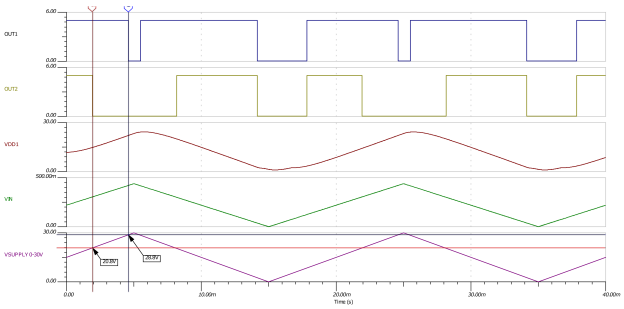
$$V_{ref} \quad = \quad IN$$

$$R_1 = \frac{V_{ref}}{I_{ref}} = \frac{0.42\ V}{100\ \mu A} = 4.2\ k\Omega$$

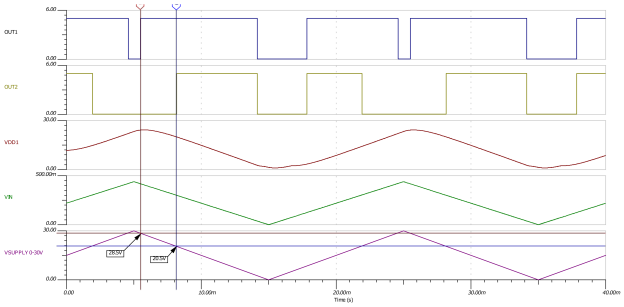
3. 推奨動作電源電圧よりも高い電圧から AMC23C14 を保護するため、27V のツェナー ダイオードを選択します。

設計シミュレーション

以下の図は、低電圧および過電圧検出回路の SPICE シミュレーション波形です。VDD1 入力も含まれています。これは、ツェナーダイオードが動作範囲外の電圧から VDD1 入力を保護することを示しています。**低電圧および過電圧検出回路の SPICE シミュレーション - 立ち上がり** に、入力電圧の立ち上がり時の出力トリガ ポイントに対する SPICE シミュレーションを示します。**低電圧および過電圧検出回路の SPICE シミュレーション - 立ち下がり** にも同様の画像を示していますが、これは入力電圧の立ち下がり時の出力トリガポイントに対するものです。2 つの図を比較すると、立ち下がり電圧入力のほうがトリガ ポイントの値が 0.3V 低くなっています。



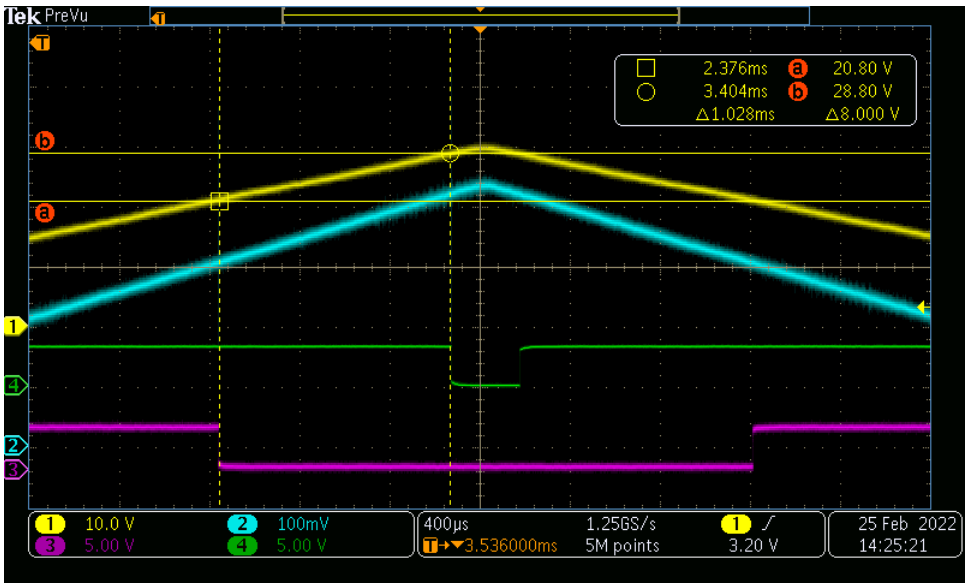
低電圧および過電圧検出回路の SPICE シミュレーション - 立ち上がり



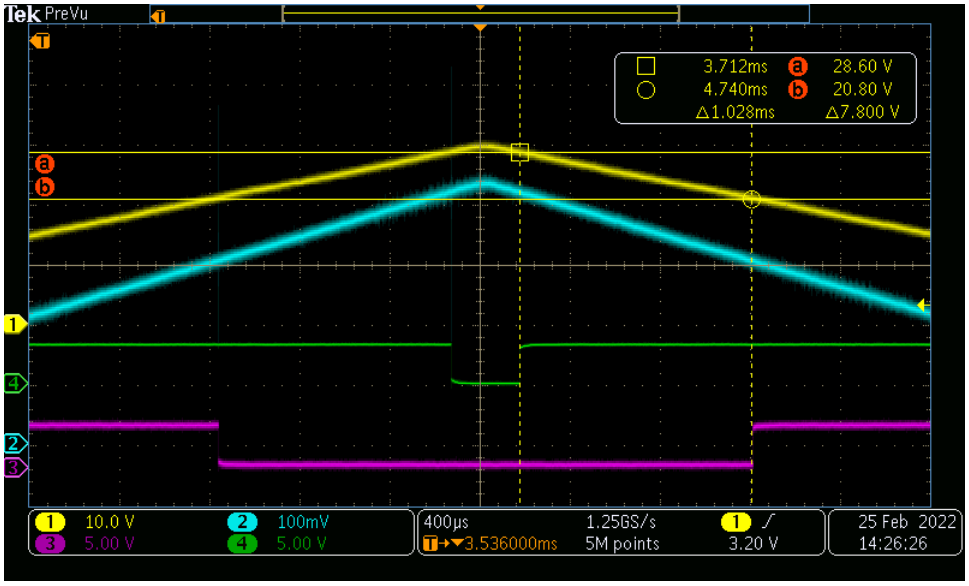
低電圧および過電圧検出回路の SPICE シミュレーション - 立ち下がり

応答の測定結果

以下の図は、低電圧および過電圧検出回路で測定された出力を、V_{supp} 電圧 (トレース 1) と比較したものです。AMC23C14 にはオープン ドレイン出力があり、通常は VDD2 にプルアップされ、入力電圧が各コンパレータのスレッショルド電圧を超えると Low に駆動されます。これらの測定では、V_{supp} が 28.8V を超えると OUT1 (トレース 3) は Low に遷移し、Vsupp が 20.8V を超えると OUT2 は Low に遷移します。コンポーネントのばらつきやコンパレータのヒステリシスはトリップ スレッショルドに影響を与える可能性がありますが、この場合トリップ ポイントは目標値の 1% 未満です。V_{supp} が立ち上がりまたは立ち下がりのとき、電圧スレッショルドはわずかに変化します。2 番目の波形はこれを表しており、OUT1 が 28.8V ではなく 28.6V でトリガされています。

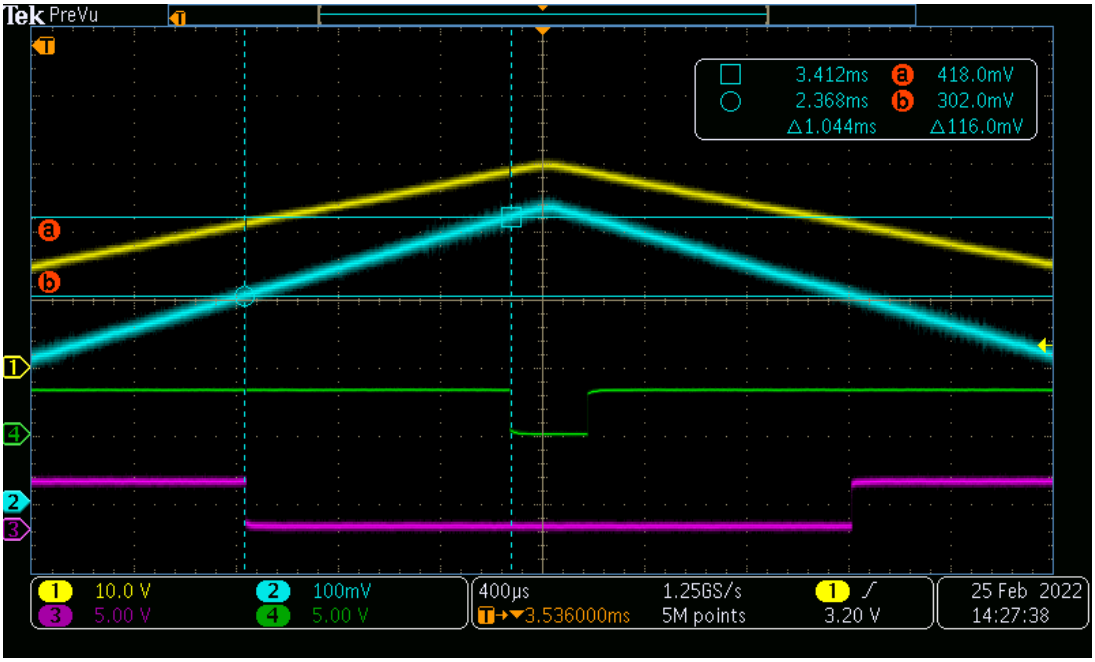


V_{supp} が増加するときの波形キャプチャ

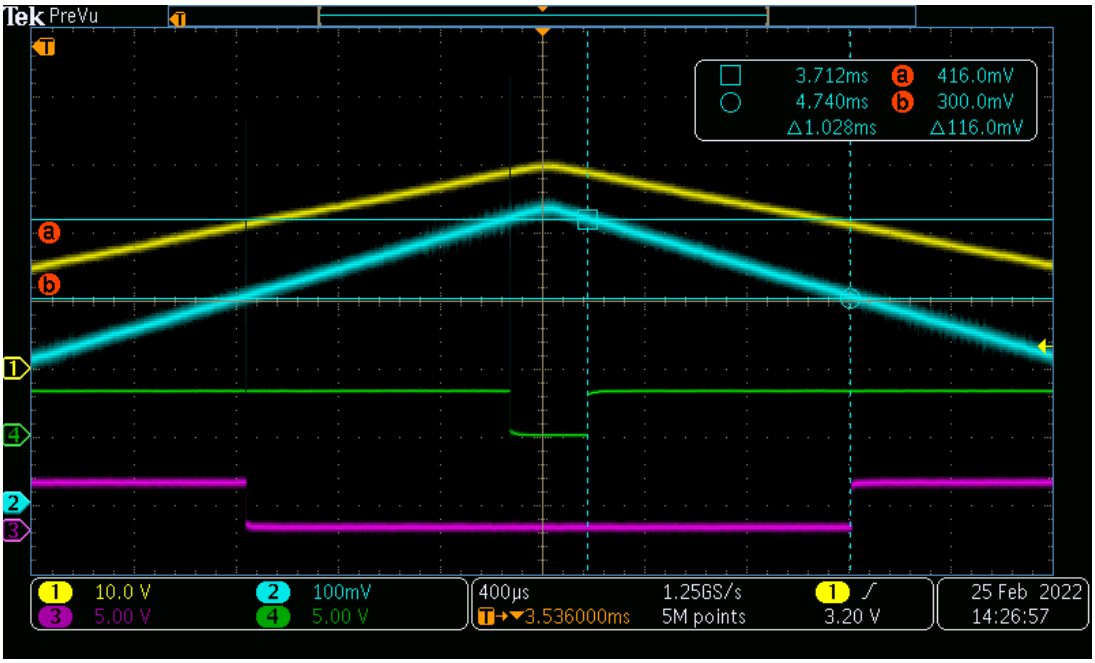


V_{supp} が減少するときの波形キャプチャ

以下の図は、低電圧および過電圧検出回路で測定された出力で、AMC23C14 の出力を VIN 電圧 (トレース 2) と比較したものです。これらの測定結果から、コンパレータのトリップ スレッショルドが、「**設計手順**」セクションの **2** の**式**で定義されている、内部コンパレータのスレッショルドが 300mV、外部で設定されるスレッショルドが 420mV で設定される目標値と一致することが確認されます。



V_{supp} が増加するときの IN の波形



V_{supp} が減少するときの IN の波形

設計に使用しているデバイス

デバイス	主な特長	デバイスのリンク
AMC23C14	• 広いハイサイド電源電圧範囲：3V～27V • ローサイド電源電圧範囲：2.7V～5.5V • デュアル ウィンドウ コンパレータ – ウィンドウ コンパレータ 1：±20mV～±300mV の可変スレッショルド – ウィンドウ コンパレータ 2：±300mV の固定スレッショルド • 正 (非反転) 入力を使用するコンパレータ モードをサポート： – Cmp0：600mV～2.7V の可変スレッショルド – Cmp2：300mV の固定スレッショルド – Cmp1 および Cmp3：ディセーブル • スレッショルド電圧調整のリファレンス：100µA、±2% • トリップ スレッショルドの誤差：250mV のとき ±1% (最大値) • 伝搬遅延：290 ns (標準値) • 「高 CMTI：15kV/µs (最小値) • オープン ドレイン出力 • 安全関連認証： – DIN VDE V 0884-11 に準拠した強化絶縁耐圧：7000V_{PK} – UL1577 に準拠した絶縁耐圧：5000V_{RMS} (1 分間) • 拡張産業温度範囲の全体にわたって完全に仕様を規定：-40℃～+125℃	デバイス：**AMC23C14** 類似デバイス: **絶縁型アンプ**

設計の参照資料

テキサス インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『**アナログ エンジニア向け回路クックブック**』を参照してください。

テキサス・インスツルメンツ、『 **AMC23C14 AMC23C14 デュアル、高速応答、強化絶縁型ウィンドウ コンパレータ、可変スレッショルド付き**』データシート

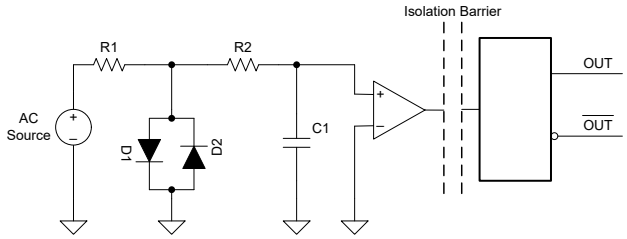
絶縁型ゼロクロス検出回路

設計目標

ハイ サイド電源	入力 電圧	動作電圧	ローサイド電源	出力電圧
12 V	±170V_{pk} の正弦波	≧ 400V_{RMS}	3.3V～5.0V ±10%	≦ ローサイド電源

設計の説明

このゼロクロス検出器の回路は、AC 入力がゼロクロスのリファレンス電圧と交差するとき、出力状態が変化します。この設計は、反転と非反転のデジタル出力を使用し、AC 正弦波のゼロクロスを検出するシングルチップ ソリューションを採用しています。この回路は、コンパレータの反転入力をグランドに設定し、クランプされた正弦波を非反転入力に印加することで作成されます。入力電圧は、R1 と 1 対のアンチパラレル ダイオードによってクランプされます。この場合、アッテネータの代わりにダイオードを使用してゼロクロス付近で入力のスルーレートを最大化し、出力レイテンシを短縮します。この回路は、制御回路で AC ラインのゼロクロス検出に使用され、スタンバイおよびオフ モードでの消費電力を低減します。



絶縁型ゼロクロス検出の回路図

デザイン ノート

1. この回路は、絶縁バリアをまたぐ 750V の動作電圧に対応できる必要があります。
2. IN+ の最大入力電圧は ±1V の必要があります
3. 反転および非反転出力が必要です
4. R1 を流れる最大電流は 100µA ±10% です
5. ストリング内の各抵抗の動作電圧を最大 100V ±10% に制限します
6. 入力 AC ソース電圧は 120V_{RMS} で、部品を変更すると、より高い AC 電圧に簡単に適応できます。詳細については、「**別の設計**」セクションを参照してください
7. AC ゼロクロスのヒステリシス電圧が ±30mV 以下であることを確認します

設計手順

1. 理想的な R1 抵抗の値を決定します。最大ピーク入力電圧は $120V_{RMS} \times \sqrt{2} = 170V_{PK}$ です。ダイオード D1 の順方向電圧は 0 に近く、この計算には含まれていないことに注意してください。

$$R1 = \frac{170\ V_{PK}}{100\ \mu A} = 1.70\ M\Omega$$

2. 抵抗ごとの ≦ 100V の設計制限を守るため、R1 を 3 つの等しい抵抗に分割します。

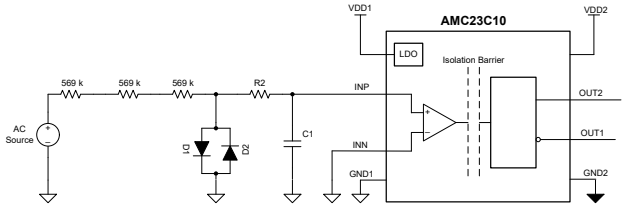
$$R1 = \frac{1.70\ M\Omega}{3} = 566.66\ k\Omega$$

3. **アナログ技術者向けカリキュレータ**を使用して、R1 の E96 1% の標準抵抗値を求めます。最も近い値は 569kΩ です。
4. アンチパラレル ダイオードを選択します。R1 経由で給電される 100µA とともに、少なくとも ±350mV の順方向電圧を供給するダイオードを選択します。
5. オプション - R2 と C1 で定義された VINP のローパス フィルタを設計します。周波数応答は次のように定義されます。

$$F_C = \frac{1}{2\pi \times R2 \times C1}$$

改訂版の設計

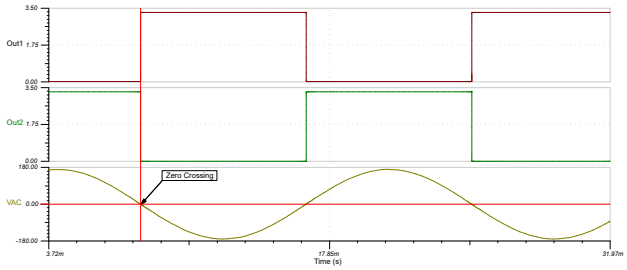
次の回路図は、AMC23C10 を使用した改訂版の設計の実装を示しています。



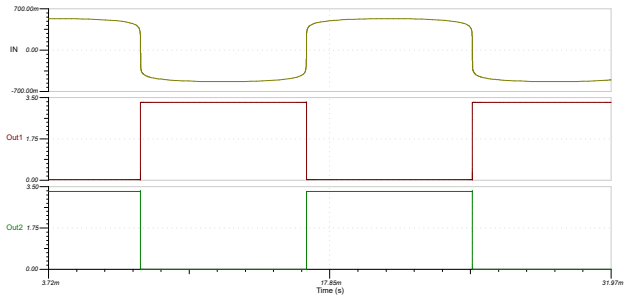
AMC23C10 絶縁型コンパレータを使用した改訂版の設計

AMC23C10 は容量性絶縁を使用して、1000V の動作電圧を実現します。VDD1 の電圧源は 3V～27V で規定され、LDO により内部で制御されます。VDD2 は 2.7V～5.5V で規定されています。通常動作時の入力電圧範囲は ±1V です。OUT1 のロジック出力はオープン ドレインで、VDD1 へのプルアップ抵抗とともに使用できます。OUT2 はプッシュプル・タイプの出力で、外付けプルアップ抵抗は不要です。

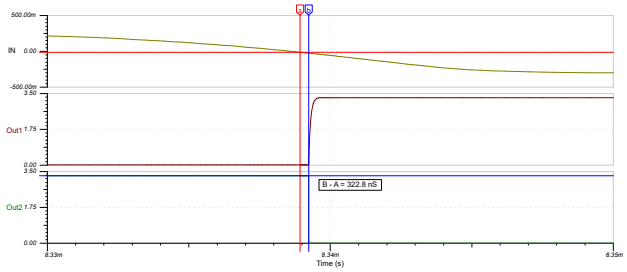
設計シミュレーション



正弦波入力によるゼロクロス検出のシミュレーション



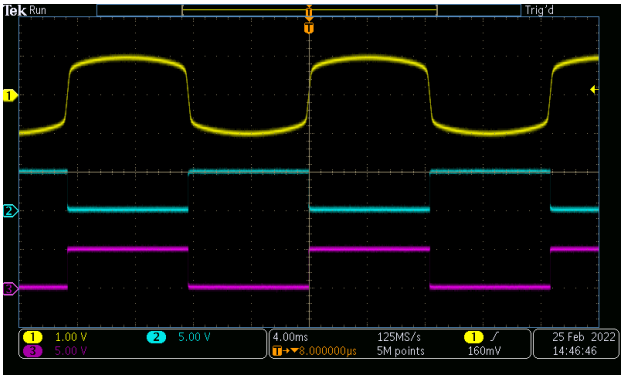
整流入力によるゼロクロス検出のシミュレーション



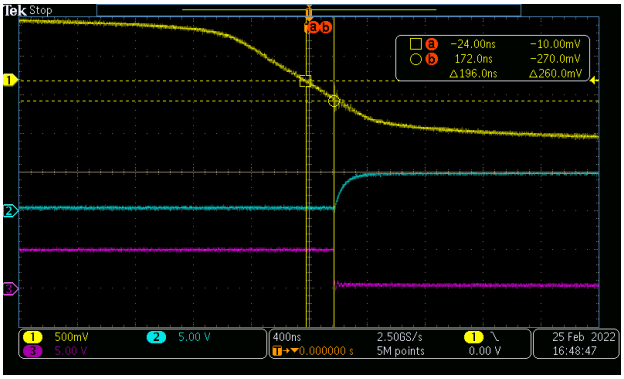
ゼロクロス検出の応答時間のシミュレーション

測定された応答

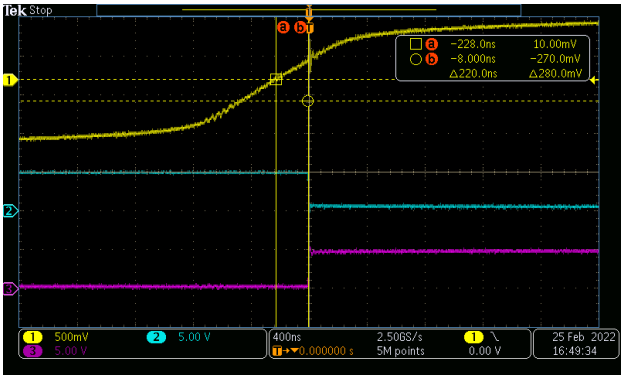
以下の図に、AMC23C10 絶縁コンパレータを使用して測定された、ゼロクロス検出回路の応答を示します。入力はトレース 1 でキャプチャされ、OUT1 と OUT2 はそれぞれトレース 2 と 3 に示されています。入力の立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの両方で測定した場合、入力のゼロクロスから出力遷移までの遅延時間は 220ns を超えません。



整流入力のゼロクロス検出



ゼロクロス検出の出力レイテンシ - 立ち下がりエッジ



ゼロクロス検出の出力レイテンシ - 立ち上がりエッジ

設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツの総合的な回路ライブラリについては、『**アナログ エンジニア向け回路クックブック**』を参照してください。

テキサス・インスツルメンツ、『**AMC23C10 デュアル出力、高速応答、強化絶縁型コンパレータ**』データシート

設計に使用されている絶縁型コンパレータ

AMC23C10	
動作電圧	1000 V_{RMS}
VDD1	3.0 V～27 V
VDD2	2.7 V～5.5V
入力電圧範囲	±1000 mV
出力オプション	OUT1 - オープン ドレイン
	OUT2 - プッシュプル
AMC23C10	

230VAC 入力の代替設計

AMC23C10	
動作電圧	1000 V_{RMS}
AC 入力	325V_{PK}
理想的な R1	3.25 MΩ
R1 E96 規格	3 個でそれぞれ 1.09MΩ

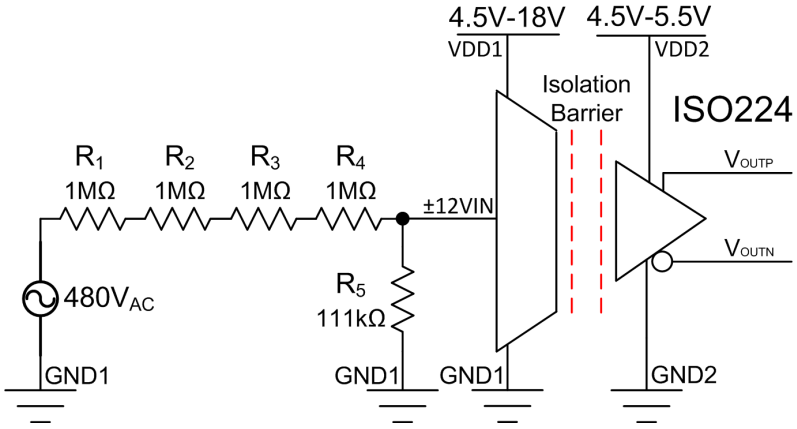
差動出力を持つ ±480V の絶縁電圧センシング回路

設計目標

電圧源		ISO224 入力電圧		ISO224 出力電圧 VDD2/2 同相 (V_{OUTP} – V_{OUTN})		電源	
V_{MAX}	V_{MIN}	$V_{IN, MAX}$	$V_{IN, MIN}$	$V_{OUT, MAX}$	$V_{OUT, MIN}$	VDD1	VDD2
480 V	-480 V	12 V	-12 V	4 V	-4 V	4.5 V～18V	4.5 V～5.5V

設計の説明

この回路は、**ISO224** 絶縁アンプおよび分圧回路を利用して、±480V の絶縁電圧センシング測定を行います。分圧回路により、±480V の電圧が **ISO224** の入力範囲と一致する ±12V に降圧されます。**ISO224** は、高電位側と低電位側の 2 つの電源から給電されます。一般に、高電位側の電源はフローティング電源を使用するか、または絶縁トランスや絶縁 DC/DC コンバータにより低電位側から生成します。**ISO224** は ±12V のシングルエンド信号を ⅓V/V の固定ゲインで測定でき、VDD2/2 の出力同相電圧で ±4V 絶縁差動出力電圧を生成します。この差動出力電圧は、**TLV6001** などのオペアンプ (**SBOA274** 参照) を追加して ADC と接続することで、必要に応じてスケーリングできます。



デザイン ノート

1. システムが、目的の入力信号範囲について線形動作することを確認します。これは、「DC 伝達特性」セクションで、シミュレーションにより検証しています。
2. 抵抗分圧回路 (R_1～R_5) に使用する抵抗が、電圧源から供給される電力を放熱できることを確認します。
3. ISO224 の入力電圧が、データシートの絶対最大定格表の記載に従って ±15V 未満であり、入力に印加されるのが ±10mA 未満であることを確認します。システムが過渡に対して敏感な場合、入力に TVS ダイオードの追加を検討します。詳細については、『**ISO224 ±12V のシングルエンド入力と ±4V の差動出力を持つ強化絶縁アンプ**』データシートにある、「入力クランプ保護回路の I-V 曲線」画像を参照してください。

設計手順

1. 分圧回路について、電圧源から ISO224 の入力への比率を計算します。

$$\frac{12V_{ISO224,INPUT}}{480V} = 0.025$$

2. ISO224 の標準入力インピーダンスは 1.25MΩ です。このインピーダンスは抵抗 R_5 と並列になるので、分圧回路の設計時に考慮する必要があります。R_1、R_2、R_3、および R_4 に 1MΩ の抵抗を選択します。前の手順で得られた比率と、次に示す分圧器の式を使用して、R_5 と ISO224 の入力インピーダンスの分圧器の並列組み合わせ (||) に必要な等価抵抗を求めます。

$$\frac{R_5 \,||\, R_{IN,\,ISO224}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \,||\, R_{IN,\,ISO224}} = 0.025$$

$$\frac{R_5 \,||\, R_{IN,\,ISO224}}{4M\Omega + R_5 \,||\, R_{IN,\,ISO224}} = 0.025$$

$$R_5 \,||\, R_{IN,\,ISO224} = 102564\Omega = R_{EQ}$$

3. ISO224 の入力インピーダンスに 1.25MΩ を代入し、次の式を使用して R_5 を求めます。**アナログ技術者向けカリキュレータ**を使用して、R_5 の最も近い標準値を決定します。

$$R_{EQ} = 102564\Omega = \frac{R_5 \times R_{IN,\,ISO224}}{R_5 + R_{IN,\,ISO224}} = \frac{R_5 \times 1.25M\Omega}{R_5 + 1.25M\Omega}$$

$$102564\Omega(R_5 + 1.25M\Omega) = R_5 \times 1.25M\Omega$$

$$R_5 = 111.73k\Omega;\ \text{closest standard value} = 111k\Omega$$

4. 等価抵抗が、手順 2 で計算された抵抗の値と近いことを確認します。

$$R_{EQ} = \frac{R_5 \times R_{IN,\,ISO224}}{R_5 + R_{IN,\,ISO224}} = \frac{111k\Omega \times 1.25M\Omega}{111k\Omega + 1.25M\Omega} = 101.947k\Omega$$

5. 分圧回路が、妥当な許容誤差範囲内であることを確認します。次の計算で、ISO224 の入力抵抗が標準値の 1.25MΩ と想定すると、誤差は 0.6% と算出されます。しかし、内部クランプ保護回路の抵抗値の偏差から、入力抵抗はデバイスごとに異なるということを検討することが重要です。最小入力抵抗の 1MΩ を使用して同じ計算を行うと、誤差は 2.5% になります。この誤差範囲が許容範囲外の場合、較正を行うか、分圧回路の抵抗値を低下させる必要があります。

$$\frac{101.947k\Omega}{4.101947M\Omega} = 0.02485$$

$$\text{Error\%} = \frac{|\text{Actual} - \text{Calculated}|}{\text{Calculated}} \times 100 = \frac{|0.02485 - 0.025|}{0.025} \times 100 = 0.6\%$$

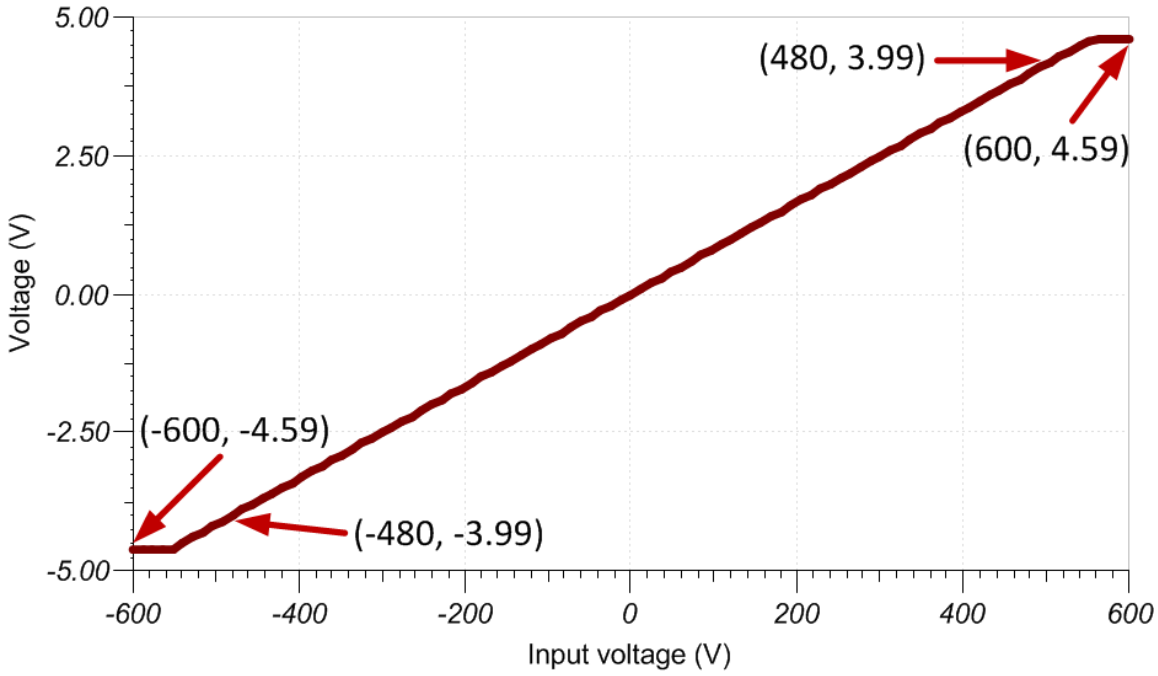
6. 電圧源から分圧回路に流れる電流を計算し、消費電力が抵抗の定格を超えないことを確認します。詳細については、**「高電圧測定の考慮事項」**を参照してください。

$$V = IR;\ \frac{V}{R} = \frac{480V}{4M\Omega + 111k\Omega} = 117\mu A$$

DC 伝達特性

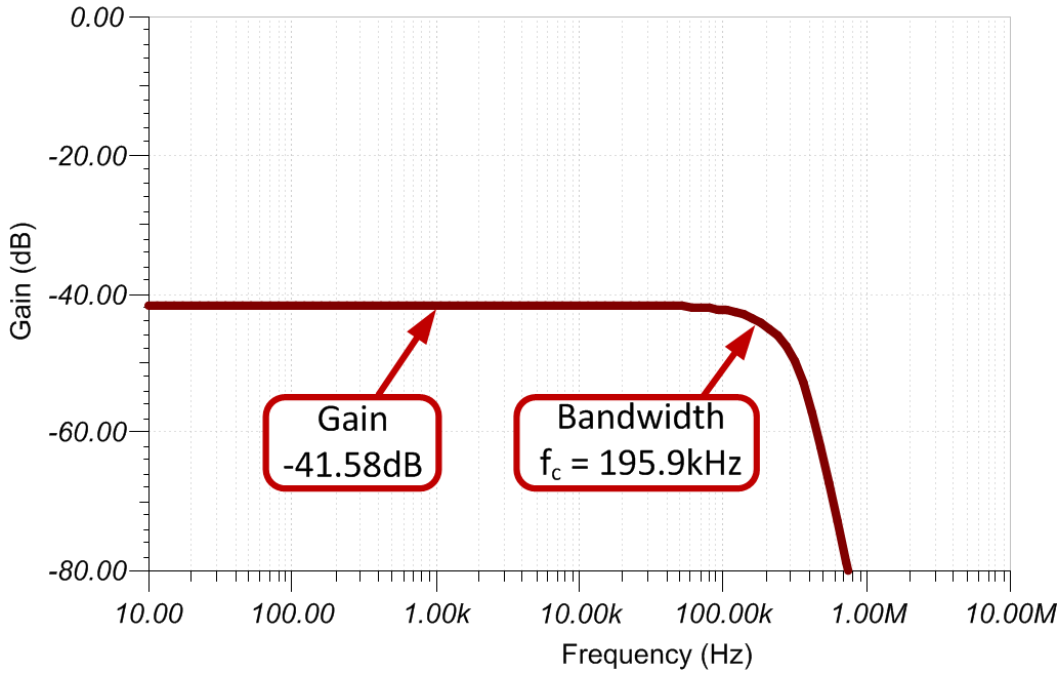
次のグラフは、±600V の入力に対する出力のシミュレーション結果を示しています。分圧器のゲインは 1/40 で、ISO224 でさらに ⅓ のゲインにより降圧が行われます。

伝達関数から、システムのゲインは分圧器から 1/40、ISO224 から ⅓ であることが示されます (すなわち、ゲイン $V_{IN} = V_{OUT}$、(1/40) × (⅓) × (480V) = 4V)。



AC 伝達特性

シミュレートされたゲインは -41.58dB (または 0.008337V/V) であり、分圧器と **ISO224** で予測されるゲインとほぼ一致しています。



参考資料

1. 『アナログ エンジニア向け回路クックブック』
2. SPICE シミュレーション ファイル：SBAC232
3. TI Precision Designs TIDA-00835
4. TI Precision Labs

設計に使用されている絶縁型オペアンプ

ISO224B	
VDD1	4.5 V～18V
VDD2	4.5 V～5.5V
入力電圧範囲	±12 V
公称ゲイン	⅓
V_{OUT}	VDD2 / 2 の出力同相モードで差動 ±4V
入力抵抗	1.25MΩ (標準値)
小信号帯域幅	275 kHz
入力オフセット電圧とドリフト係数	±5mV (最大値)、±15µV/°C (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.3% (最大値)、±35ppm/°C (最大値)
非線形性とドリフト係数	0.01% (最大値)、±0.1ppm/°C (標準値)
絶縁過渡過電圧	$7kV_{PEAK}$
動作電圧	$1.5kV_{RMS}$
同相過渡耐性、CMTI	55kV/µs (最小値)
ISO224	

設計の代替絶縁型オペアンプ

AMC1311B	
VDD1	3V～5.5V
VDD2	3V～5.5V
入力電圧範囲	2 V
公称ゲイン	1
V_{OUT}	1.44V の出力同相モードで差動 ±2V
入力抵抗	1GΩ (標準値)
小信号帯域幅	220 kHz
入力オフセット電圧とドリフト係数	±1.5mV (最大値)、±15µV/°C (最大値)
ゲイン誤差とドリフト係数	±0.3% (最大値)、±45ppm/°C (最大値)
非線形性とドリフト係数	0.01%、1ppm/°C (標準値)
絶縁過渡過電圧	$7kV_{PEAK}$
動作電圧	$1.5kV_{RMS}$
同相過渡耐性、CMTI	75kV/µs (最小値)
AMC1311	

EMI 性能

- 絶縁型アンプによるクラス最高の放射エミッション EMI 性能
- AMC3301 ファミリの放射エミッション EMI を減衰させるためのベスト プラクティス

絶縁型アンプによるクラス最高の放射エミッション EMI 性能

絶縁型アンプによるクラス最高の放射エミッション EMI 性能

いくつかの産業用および車載用アプリケーションでは、機能を実行する高電圧回路からデジタル回路を保護するために、何らかの種類の絶縁を必要とします。テキサス・インスツルメンツは、容量性絶縁バリアを採用した**絶縁型アンプ**と**データ コンバータ**の幅広い製品ラインアップを提供しており、絶縁型データ変換に関するお客様のニーズへの対応をお手伝いします。テキサス・インスツルメンツの容量性絶縁バリアは、多くの場合 100 年以上にわたり動作し、非常に優れた信頼性を実現します。テキサス・インスツルメンツの容量性絶縁バリアの詳細については、**こちら**の Web サイトをご覧ください。

これらのアプリケーションでは、放射エミッション試験が一般的に行われ、システム内の他のコンポーネントや回路に悪影響を及ぼす可能性のある、定められたレベルを超える放射エミッションがシステムから発生しないことを検証します。EMI の詳細については、マーケティング ホワイト ペーパー『**デジタル アイソレータにおける電磁適合性試験の理解**』をご覧ください。許容される放射の大きさと放射エミッションの試験手順は、国際無線障害特別委員会 (CISPR) によって定められています。産業用アプリケーションは CISPR 11 規格に従って測定を行い、車載アプリケーションは CISPR 25 規格に従って測定を行います。CISPR 規格と、全周波数帯域でのそれぞれの大きさの詳細については、マーケティング ホワイト ペーパー『**電源の伝導 EMI 仕様の概要**』をご覧ください。

この資料では、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプ **AMC1300B-Q1**、**AMC1300**、**AMC1302**、**AMC1311** の放射エミッション電磁干渉 (EMI) 性能と、前世代の絶縁型アンプの放射エミッション性能を示します。

AMC3301 ファミリの放射エミッション EMI のガイダンスについては、アプリケーション ノート『**AMC3301 ファミリの放射エミッション EMI を減衰させるためのベスト プラクティス**』をご覧ください。

はじめに

容量性絶縁バリアを備えた絶縁型アンプでは、バリアをまたぐコンデンサがデータ送信用に 1 または 0 の形で充放電されるときに、放射エミッションが発生する可能性があります。電荷は差動コンデンサを逆方向に流れ、ほとんどは互いに打ち消し合います。ただし、これらの電荷の流れの間に大きさや時間の差があると、絶縁されたグランド GND1 と GND2 の間に電磁エネルギーが注入されます。絶縁バリアの性質上、エネルギーはソースに戻る導体を見つけることができません。ソースに戻るパスがないため、エネルギーはデバイスのピン (およびそれらが接続されているすべてのパターンや PCB プレーン) から放射エミッションの形で放射されます。この放射は、ピコ秒単位のタイミングの不一致に起因するため、アンプの信号帯域幅とデータ レートを大幅に上回る周波数まで拡大する可能性があります。

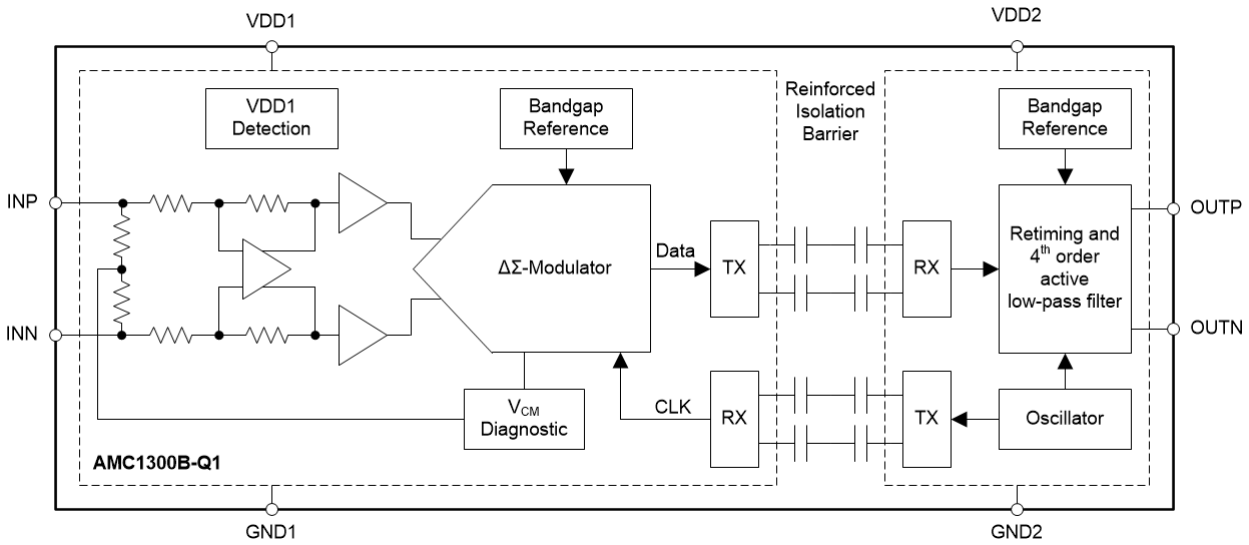


***図 53.** 絶縁型アンプのブロック図*

この数年の間に、放射 EMI 性能を最適化する目的で、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプのアーキテクチャに大幅な改良が加えられました。2018 年の **ISO224** のリリース以降、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプでは、従来使用されていたパルス符号変調の代わりにオン / オフ キーイング (OOK) 信号変調を使用するようになりました。OOK 変調により、同相過渡耐性レベルが大幅に向上しました。その後、2020 年に、絶縁バリアをまたぐエネルギー量を大幅に低減した初の絶縁型アンプ **AMC1300B-Q1** がリリースされました。これにより、放射エミッションが低減し、標準仕様に対して十分なマージンが確保されるようになりました。これらの設計変更と絶縁された信号路は、**AMC1100**、**AMC1200**、**ISO224** のデバイスを除く、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプの製品ラインアップ全体に反映されています。信号チェーン内で最適化されたタイミングと振幅により、高周波での放射エミッション EMI をさらに低いレベルまで低減できます。

以下のセクションでは、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプの放射エミッション EMI 性能を示します。**AMC1300B-Q1** を例として現行世代の絶縁アンプの放射エミッション性能を示し、**ISO224** と **AMC1200** を使用して前世代のデバイスのデータを示します。放射エミッションのスキャンは、いずれも CISPR 11 で規定されている規格に従って行いました。いずれの試験でも、入力をグランドに短絡し、トランス ドライバ (U3) を取り外し、短いリードで外部 3.6V バッテリに接続した **AMC1300EVM** プリント基板 (PCB) を使用しています。それぞれのスキャンについて、被試験デバイス (DUT) の水平掃引の結果を青で示し、チャンバーのノイズ フロアを示す周囲のスキャンを赤で重ねて示してあります。CISPR 11 の Class A と Class B の両方の制限もグラフに示しています。水平偏波を選択したのは、PCB でのアライメントの関係で、試験用機器のアンテナで検出されるエミッション レベルが垂直偏波よりも高かったためです。

テキサス・インスツルメンツの現行世代の絶縁型アンプの放射エミッション性能

テキサス・インスツルメンツの **AMC1300B-Q1**、**AMC1300**、**AMC1302**、**AMC1311** などの絶縁型アンプには、アナログ信号チェーンの最適化、絶縁バリアをまたぐエネルギー量のより厳密な管理、OOK データの送信など、この数年の放射エミッション EMI 性能の進化が反映されています。**図 54** に示すように、これらのデバイスは放射エミッション EMI 性能が非常に優れており、チャンバーのノイズ フロアを上回る高周波の放射エミッションはわずかしかありません。これらの高周波エミッションは、820MHz 前後にあるものでマージンは 20dB、その後の 980MHz では 16dB のマージンが確保されています。

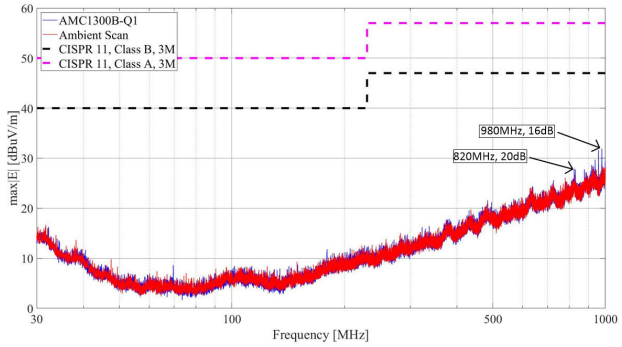


図 54. *AMC1300B-Q1 の CISPR 11 放射エミッション EMI スキャン*

テキサス・インスツルメンツの前世代の絶縁型アンプの放射エミッション性能

2018 年にリリースされた **ISO224** では、絶縁バリアをまたぐエネルギーがより厳密に管理されるようになり、OOK データの送信が追加されました。**図 55** に示す放射エミッション EMI スキャンは、**ISO224** を使用して実行したものです。540MHz 前後で最初のエミッションが見られ、マージンは 18dB です。さらに CISPR 11 試験の制限の 1GHz まで続き、940MHz でのマージンは 6dB になっています。

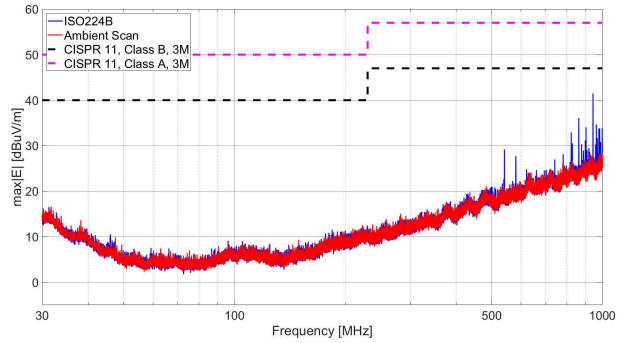


図 55. *ISO224 の CISPR 11 放射エミッション EMI スキャン*

テキサス・インスツルメンツは 2011 年に **AMC1100** および **AMC1200** の絶縁型アンプをリリースしました。これらのデバイスは基本的な絶縁バリアを採用しており、十分なマージンを確保して CISPR 11 の Class A と Class B の規格に適合しています。

図 56 に示すように、**AMC1200** にはノイズ フロアより高い放射エミッションのピークがいくつかありますが、黒で示した CISPR Class B の制限に対して十分なマージンが確保されています。100MHz～230MHz の範囲のノイズ ピークには CISPR 11 Class B の制限から 24dB のマージンがあり、それより高い周波数範囲の 480MHz～630MHz のノイズ ピークには 13dB のマージンがあります。

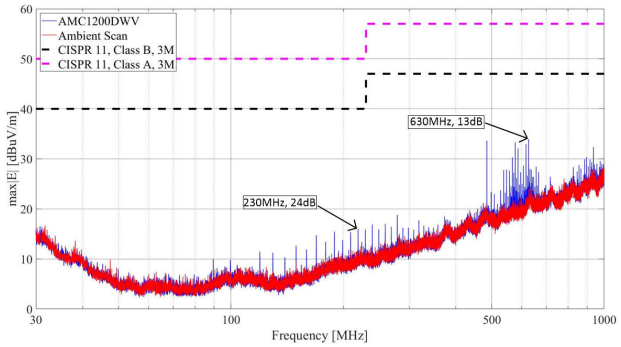


図 56. *AMC1200 の CISPR 11 放射エミッション EMI スキャン*

まとめ

容量性絶縁はここ数年、その長期的な信頼性と強力なアナログ性能により、**絶縁型アンプ**や**データ コンバータ**を必要とする多くのお客様に広く利用されてきました。**AMC1300B-Q1**、**AMC1300**、**AMC1302**、**AMC1311** など、テキサス・インスツルメンツの再設計された絶縁型アンプを使用すれば、容量性絶縁がもたらす高い信頼性と高いアナログ性能、クラス最高の放射エミッション EMI 性能を備えた設計を信頼性の高い方法で実現できます。

参考資料

- テキサス・インスツルメンツのアプリケーション ノート『**デジタル アイソレータにおける電磁適合性試験の理解**』
- テキサス・インスツルメンツのアプリケーション ノート『**電源の伝導 EMI 仕様の概要**』
- テキサス・インスツルメンツのアプリケーション ノート『**AMC3301 ファミリの放射エミッション EMI を減衰させるためのベスト プラクティス**』

AMC3301 ファミリの放射エミッション EMI を減衰させるためのベスト プラクティス

概要

この資料では、プリント基板 (PCB) の入力パターンまたはケーブルの設計が、テキサス・インスツルメンツの **DC/DC コンバータ内蔵 AMC3301 高精度絶縁型アンプ**の放射エミッションの電磁干渉 (EMI) 性能にどのような影響を及ぼすかを示します。**表 9** に示す AMC3301 ファミリは、それ自体では過剰な放射エミッションを生成せず、デバイスに接続されている入力パターンの長さが短い場合、**図 59** に示すように、追加部品なしで CISPR 11 Class B に合格することができます。より放射エミッションの減衰を必要とする設計に対しては、フェライト ビーズとコモン モード チョークの選択と配置に関する推奨事項が提供されています。

いくつかの産業用および車載用アプリケーションでは、機能を実行する高電圧回路からデジタル回路を保護するために、何らかの種類の絶縁を必要とします。テキサス・インスツルメンツは、SiO_2 絶縁バリアを採用した絶縁型アンプとコンバータの**幅広い製品ラインアップ**を提供しており、絶縁型データ変換に関するお客様のニーズへの対応をお手伝いします。テキサス・インスツルメンツの SiO_2 絶縁バリアは、多くの場合 100 年以上にわたり動作し、非常に優れた信頼性を実現します。テキサス・インスツルメンツの SiO_2 絶縁バリアの詳細については、**絶縁のリンク**をご覧ください。これらのアプリケーションでは、EMI テストが一般的に行われ、システム内の他のコンポーネントや回路に悪影響を及ぼす可能性のある、定められたレベルを超える放射エミッションがシステムから発生しないことを検証します。EMI の詳細な説明については、この**アプリケーション ノート**を参照してください。許容される放射の大きさと放射エミッションの試験手順は、国際無線障害特別委員会 (CISPR) によって定められています。産業用アプリケーションは CISPR 11 規格に従って測定を行い、車載アプリケーションは CISPR 25 規格に従って測定を行います。CISPR 規格と、全周波数帯域でのそれぞれの大きさの詳細については、この**アプリケーション ノート**をご覧ください。

はじめに

AMC3301 ファミリのデバイスには、**図 57** に示すように、2 つの放射エミッション源があります。下の赤で示した容量性データ パスと、青で示した内蔵 DC/DC コンバータです。データ パスの放射エミッション性能は AMC1300B-Q1 と同じであり、この『**AMC1300B-Q1 絶縁型アンプによるクラス最高の放射エミッション EMI 性能**』テクニカル ホワイト ペーパーに示すように、放射エミッションの影響はごくわずかです。AMC3301 ファミリの 2 番目かつ最大の放射源は、スペクトラム拡散変調により 30MHz の周波数で動作する内蔵 DC/DC コンバータです。内部 DC/DC コンバータのコイルには、絶縁バリアの 1 次側 (ユーザー) から 2 次側 (ハイ) までの寄生容量があります。1 次側ドライバは、絶縁型グランドである HGND と GND の間に同相電圧を生成します。この電圧は疑似共振特性を持ち、より高い周波数の高調波を発生します。絶縁バリアの性質上、エネルギーはソースに戻る導体を見つけることができません。ソースに戻るパスがないため、エネルギーはデバイスのピン (およびそれらが接続されているすべてのパターンや PCB プレーン) から放射エミッションの形で放射されます。

絶縁型アンプまたはコンバータに接続される入力パターンとケーブルは、HGND と GND の間に注入される電磁エネルギーのアンテナとして動作します。パターンとケーブルのサイズと形状は、全周波数帯域の放射エミッションの大きさに直接影響します。一般的なルールとして、短いアンテナは高い周波数をより効果的に放射し、長いアンテナは低い周波数をより効果的に放射します。AMC3301 ファミリを使用して設計する場合は、放射エミッションの大きさを制限するために、入力パターンとケーブルをできるだけ短くする必要があります。

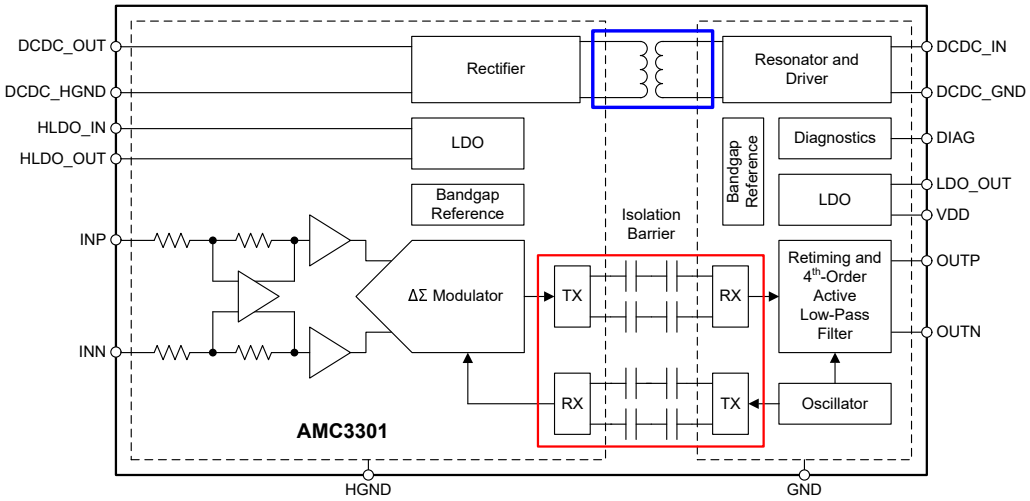


図 57. *AMC3301 絶縁型アンプのブロック図*

入力接続が AMC3301 ファミリの放射エミッションに及ぼす影響

CISPR 11 のピーク測定を、さまざまな入力ケーブル長とテキサス・インスツルメンツの AMC3301 を使用して行いました。テストした入力ケーブルの長さは、1.5m の入力、30cm の入力、評価基板 (EVM) の入力端子で入力が短絡した状態です。すべてのテストに同じ **AMC3301EVM** を使用し、外部バッテリから電力を供給しました。表示されているすべての測定値は、水平方向、またはワーストケースの方向です。**図 58** のテスト構成と **図 59** および **図 60** の CISPR 11 放射エミッション EMI のプロットを参照してください。

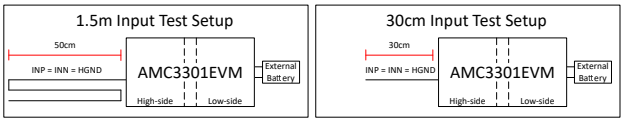


図 58. *AMC3301EVM を使用したテスト構成と入力長*

入力を短絡した状態での AMC3301 の放射エミッション性能を、**図 59** に青色で示します。AMC3301 は、赤で示したノイズ フロアを上回る放射エミッションをほとんど放射していません。これは、AMC3301 がデバイスへの入力パターンやケーブルが短ければ過剰な放射エミッションを発生しないことを示しています。

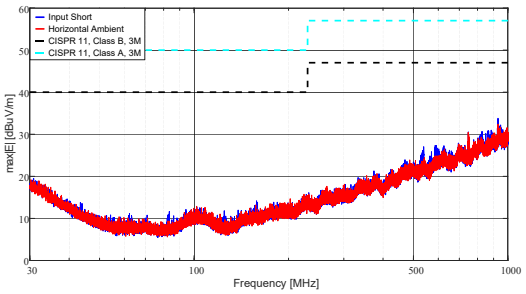


図 59. *AMC3301EVM の入力短絡および水平環境での CISPR 11 測定*

図 60 に、1.5m の入力ケーブルに対する放射エミッションの測定値を青、30cm の入力ケーブルに対する測定値を赤、入力短絡の場合の測定値を緑で示します。このテストで、入力が短絡されている場合と、1.5m の入力ケーブルや 30cm の入力ケーブルを比較すると、AMC3301 に接続された入力パターンやケーブルが長いと放射エミッションが大きくなることが分かります。

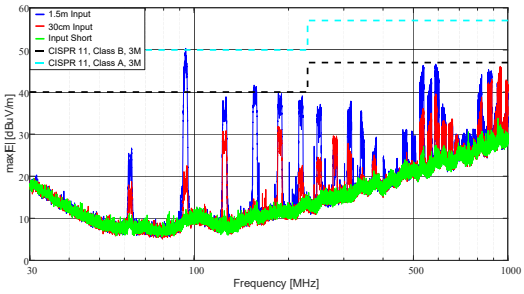


***図 60.** さまざまな入力長での AMC3301EVM の CISPR 11 測定*

AMC3301 ファミリの放射エミッションの減衰

フェライト ビーズとコモン モード チョーク

設計者は、AMC3301 ファミリに接続される入力パターンまたはケーブルの長さを制限する必要があります。ただし、一部のアプリケーションでは、長い入力パターンまたはケーブルが必要になり、過剰な放射エミッションが発生する可能性があります。この放射は、入力接続と直列にフェライト ビーズまたはコモン モード チョークを使用することで減衰できます。フェライト ビーズまたはコモン モード チョークを選択する場合、部品のデータシートに掲載されている周波数に対するインピーダンスのプロットを参照してください。対象となる周波数範囲 (CISPR 11 の場合は 150MHz から 800MHz まで) にわたって最小 1kΩ のインピーダンス (z) を推奨します。インピーダンスが大きいと放射エミッションがより効果的に減衰します。**表 8** に、推奨されるフェライト ビーズとコモン モード チョークを示します。

表 8. フェライト ビーズとコモン モード チョークに関する推奨事項

タイプ	メーカー	部品番号
フェライト ビーズ	Wurth Elektronik	74269244182
フェライト ビーズ	Murata (村田製作所)	BLM15HD182SH1
フェライト ビーズ	Taiyo Yuden	BKH1005LM182-T
コモン モード チョーク	Murata (村田製作所)	DLW31SN222SQ2

1.5m 入力および 30cm 入力に対してフェライト ビーズまたはコモン モード チョークを追加する利点を示すには、それぞれ **図 61** と **図 62** を参照してください。これらのテストでは、ウルトエレクトロニクス (Wurth Elektronik) の 74269244182 フェライト ビーズと、村田製作所の DLW31SN222SQ2 コモン モード チョークを直列に入力接続に追加しました。

図 61 に、1.5m 入力の放射エミッションを示します。フェライト ビーズやコモン モード チョークがない場合は青で示しており、CISPR 11 class B の制限に違反しています。フェライト ビーズによる減衰の利点を赤、コモン モード チョークを緑で示しています。フェライト ビーズとコモン モード チョークはどちらも、放射エミッションを大幅に減衰させるので、AMC3301EVM は CISPR 11 class B のテストに合格することが可能です。

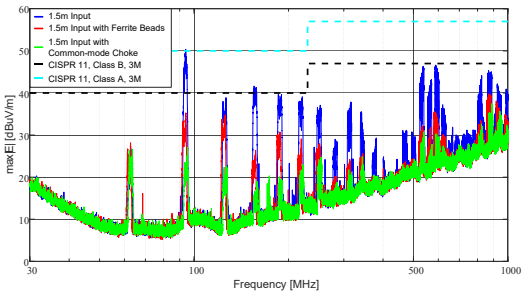


図 61. *AMC3301EVM CISPR 11 測定、1.5m 入力*

図 62 に、30cm 入力の放射エミッションを示します。すべてのテスト ケースは、青色で示すようにフェライト ビーズやコモン モード チョークを使用しない状況も含め、CISPR 11 class B のテストに合格しています。これは、この試験に合格するために追加の部品は必要ではないことを意味しており、減衰の利点を示すために、フェライト ビーズを使用した測定結果を赤、コモン モード チョークを緑で表示しています。

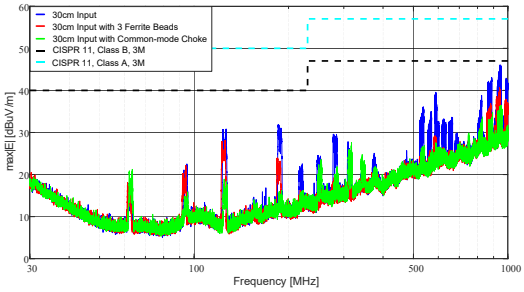


図 62. *AMC3301EVM CISPR 11 測定、30cm 入力*

AMC3301 ファミリの PCB 回路図とレイアウトのベスト プラクティス

図 63 の左側にフェライト ビーズ、右側にコモン モード チョークの回路図を示します。各入力に 1 つと、シャント抵抗への HGND パターンに 1 つ、合計 3 つのフェライト ビーズが必要であることに注意してください。コモン モード チョークには 2 つのチャネルがあり、コモン モード チョークの近くで VINN への HGND 接続を終端する必要があります。R2、R4、C12 によって形成された差動 RC フィルタを、フェライト ビーズまたはコモン モード チョークと AMC3301 の間に配置します。詳細については、デバイスのデータシートの「レイアウトのガイドライン」セクションを参照してください。

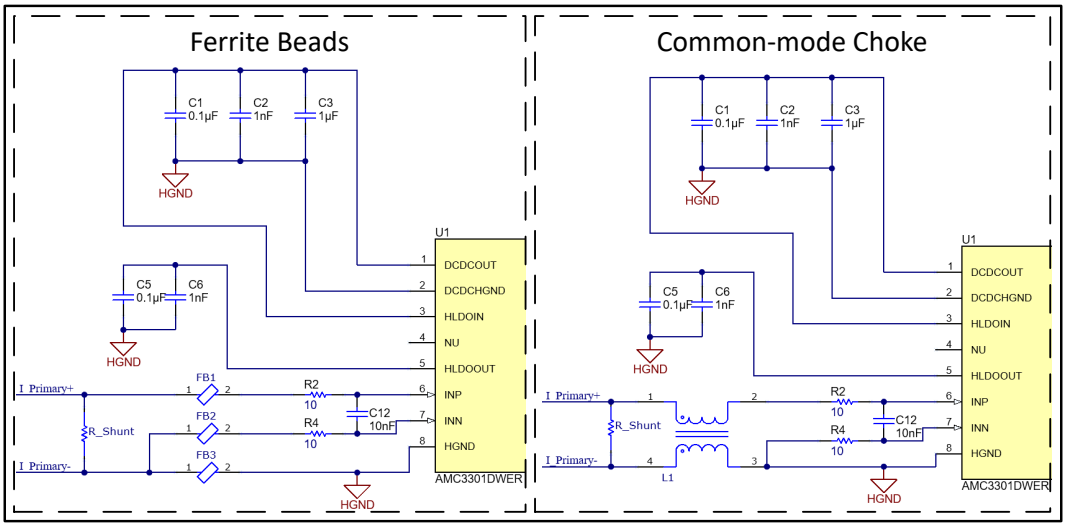


図 63. *AMC3301 フェライト ビーズとコモン モード チョークの回路図*

アンテナとして機能する銅箔部分の大きさを制限するため、フェライト ビーズまたはコモン モードチョークはデバイスにできる限り近づけて配置する必要があります。ピン 2 (DCDC_HGND) からピン 8 (HGND) を、低インダクタンスで直接接続する必要があります。図 64 の左側にフェライト ビーズ、右側にコモン モード チョークの推奨レイアウトを示します。

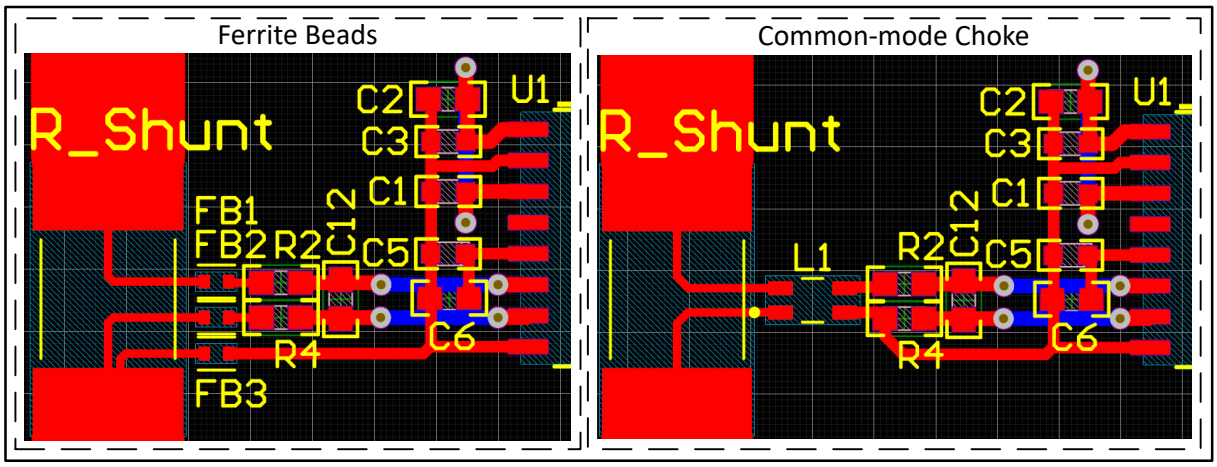


図 64. AMC3301 フェライト ビーズとコモン モード チョークのレイアウト

複数の AMC3301 デバイスの使用

デバイスの配置

すでに説明したように、内部 DC/DC コンバータのコイルには、絶縁バリアの 1 次側から 2 次側への寄生容量があり、そのエネルギーはデバイスのピンと、ピンに接続されたパターンから放射されます。したがって、AMC3301 ファミリがどのような放射を行い、他の AMC3301 など絶縁バリアに沿ったその他のデバイスにどのように影響するかを考慮することが重要です。

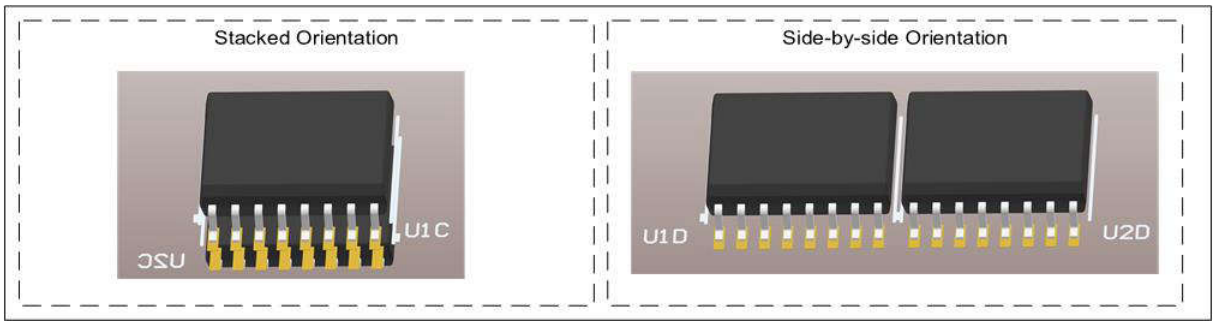


図 65. デバイスの配置の例

デバイスの配置の影響を示すために、スタックと横並びの配置をテストしました。テストで使用した回路図は、図 65 のフェライト セクションと同じです。入力フェライト ビーズの型番は 74269244182 で、1.5m の入力を互いに短絡した状態でテストしました。

図 66 は、前述のフェライト ビーズの結果として、これらの配置が CISPR 11 class B の制限を満たすことを示しています。スタックは赤で、横並びは青で表示しています。さらに、各配置はどちらも 5dBuV/m 以内に収まります。ただし、両方のデバイスを重ねて配置すると、最高の性能が得られます。

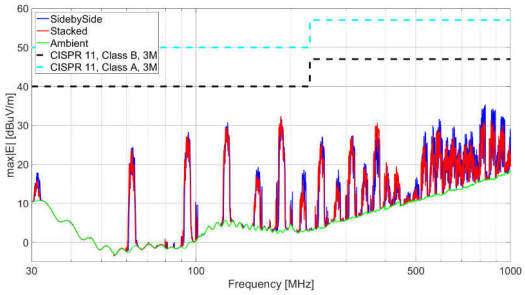


図 66. 1.5m の入力での複数回の AMC3301 CISPR 11 測定

複数の AMC3301 の PCB レイアウトのベスト プラクティス

テストで使用した回路図は、フェライト セクション (図 67) と同じです。ただし、図 67 に、AMC3301 のスタック レイアウトを示しています。

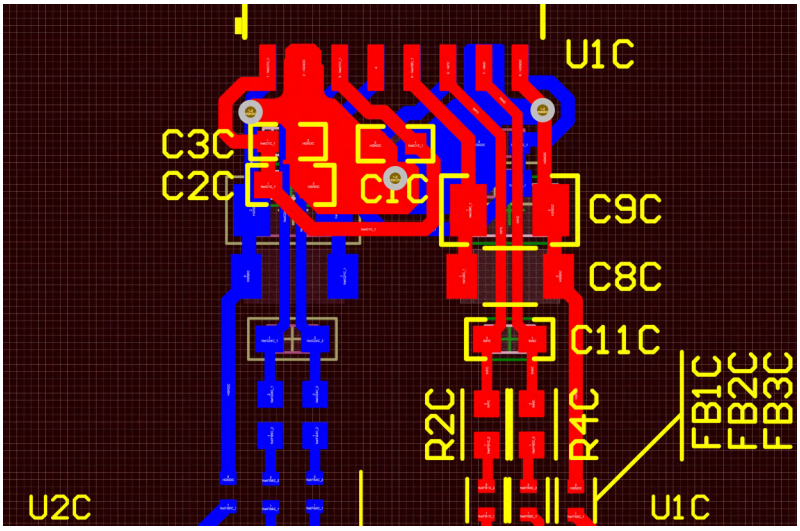


図 67. 推奨される複数の AMC3301 デバイスのレイアウト

一般に、セクション 6.2.3.2 で説明するのと同じレイアウト原理に従い、2 層基板設計が採用されています。

ただし、ピン 2 (DCDC_HGND) からピン 8 (HGND) への直接かつ低インダクタンスの経路は、各デバイスで異なる方法で実現されます。パターンの代わりに、最上層と最下層の間、ピン 4 と 5 で両方のデバイスをスター接続しています。さらに、銅のプールを使用して、DC/DC コンデンサを同じ層の DCDC_HGND に接続します。

最後に、LDO_OUT コンデンサは 1206 パッケージにスケールアップされており、コンデンサの下にある正および負の入力へ直接つながった経路が可能です。

まとめ

SiO_2 絶縁はここ数年、絶縁型アンプを必要とする多くのお客様に広く利用されてきました。テキサス・インスツルメンツは継続的なイノベーションを進めており、最近、**DC/DC コンバータを内蔵した AMC3301 高精度絶縁型アンプ**をリリースしました。AMC3301 ファミリは、それ自身では過剰な放射エミッションを発生させることがなく、入力パターンやケーブルの長さが短い場合、追加部品なしで CISPR 11 Class B に合格可能です。必要に応じ、フェライト ビーズまたはコモン モード チョークを使用して、放射エミッションをさらに減衰させることもできます。AMC3301 デバイスを複数使用する場合、上層や下層で互いにスタックすることができます。

AMC3301 ファミリを使用すれば、静電容量性絶縁がもたらす高信頼性と高性能のアナログ性能の特徴と同時に、統合型 DC/DC コンバータの利便性とクラス最高の放射エミッション特性を活用して、自信を持って設計を行うことができます。

AMC3301 製品ファミリの特性表

このアプリケーション ノートで説明した内容は、**表 9** に示す、AMC3301 ファミリに DC/DC コンバータを内蔵したすべての**絶縁型アンプ**と**絶縁型コンバータ**に適用されます。

表 9. AMC3301 製品ファミリの特性表

デバイス	種類	説明
AMC3301	強化絶縁型アンプ	電流検出、±250mV 入力
AMC3301-Q1	強化絶縁型アンプ	電流検出、±250mV 入力、車載用
AMC3302	強化絶縁型アンプ	電流検出、±50mV 入力
AMC3302-Q1	強化絶縁型アンプ	電流検出、±50mV 入力、車載用
AMC3330	強化絶縁型アンプ	電圧検出、±1V 入力
AMC3330-Q1	強化絶縁型アンプ	電圧検出、±1V 入力、車載用
AMC3306M25	強化絶縁型変調器	電流検出、±250mV 入力
AMC3306M05	強化絶縁型変調器	電流検出、±50mV 入力
AMC3336	強化絶縁型変調器	電圧検出、±1V 入力
AMC3336-Q1	強化絶縁型変調器	電圧検出、±1V 入力、車載用

最終製品

- HEV/EV におけるシャント ベースとホール ベースの絶縁型電流センシング ソリューションの比較
- EV (電気自動車) の DC 充電アプリケーションにおける電流センシングの設計上の考慮事項
- 絶縁型コンパレータを使用して電動モーター ドライブの故障を検出
- モーター ドライブにおける UCC23513 フォトカプラ互換絶縁型ゲートドライバ向けディスクリート DESAT
- AC モーター ドライブの絶縁型電圧検出
- サーバー PSU で電流と電圧の高性能絶縁型センシングを実現

HEV/EV におけるシャント ベースとホール ベースの絶縁型電流センシング ソリューションの比較

はじめに

電気自動車 (EV) やハイブリッド電気自動車 (HEV) の世界市場は急速に成長しています。これらの自動車はガソリンやディーゼル車に比べて燃費が高く、排出量が少ないうえ、再生可能エネルギーを活用しているからです。トラクション インバータ、オンボード チャージャ (OBC)、DC/DC コンバータ、バッテリ管理システム (BMS) などの HEV/EV パワートレイン サブシステムでエネルギー フローを制御し、効率を最適化するには、高精度で正確な電流測定が不可欠です。これらの高電圧サブシステムは、一般に 400V を上回る高電圧で大電流を測定する必要があります。したがって、これらの電流測定には絶縁と、過酷な車載環境での高性能が必要です。

さまざまな絶縁型電流測定方法

HEV/EV アプリケーションは、コスト、精度、信号帯域幅、レイテンシ、測定範囲、絶縁定格、パッケージ サイズの要件がそれぞれ異なっています。絶縁型の電流測定には、いくつかの方法があります。ただし、HEV/EV サブシステムで主に使用されるのは、絶縁型アンプ (図 68) か絶縁型変調器 (図 69) を使用するシャント ベースの方法、または開ループ (図 70) か閉ループ (図 71) のホール センサを使用するホール ベースの方法です。

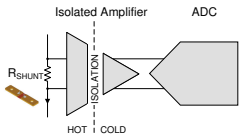


図 68. 絶縁アンプ

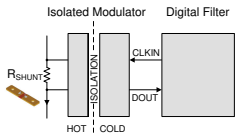


図 69. 絶縁型変調器

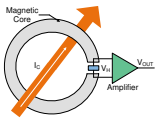


図 70. 開ループのホール センサ

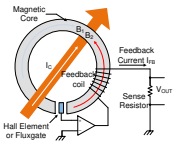


図 71. 閉ループのホール センサ

シャント ベースとホール ベースの方式の比較

従来、設計者は小電流 (50A 未満) の測定にはシャント ベースのソリューションを、大電流 (50A 超) の測定にはホール ベースのソリューションを選んでいました。しかし、電流測定精度の要件が厳しくなってきたため、自動車メーカーは特に大電流の環境で、ホール ベースの方式からシャント ベースの方式に移行しつつあります。自動車メーカーの間では、測定精度をさらに向上させるために、絶縁型アンプ ベースのソリューションから、絶縁型変調器ベースのソリューションに移行する傾向もあります。

テキサス・インスツルメンツはクラス最高の**絶縁型アンプ**と**絶縁型変調器**を提供しており、高精度シャントと組み合わせると、温度範囲全体にわたって非常に高精度の絶縁型電流測定を実現できます。大電流の車載環境における、シャント ベースとホール ベースの絶縁型電流センシング ソリューションの基本的な違いを、**表 10** に示します。

表 10. シャント ベースとホール ベースの絶縁型電流センシングの違い

カテゴリ	シャント ベース	ホール ベース
ソリューション サイズ	同等	同等
オフセット	非常に小さい	中
温度範囲でのオフセット ドリフト	低	中
精度	キャリブレーション後 0.5% 未満	キャリブレーション後 2% 未満
ノイズ	非常に小さい	高
帯域幅	同等	同等
レイテンシ	同等	同等
非線形性	非常に小さい	高
長期安定性	非常に高い	中
コスト	同等	同等
振動の影響	非常に小さい	低
消費電力	低	非常に小さい
カスタマイズ	フレキシブル	制限付き

シャント ベースとホール ベースの方法の分析

- ホール センサは本質的に絶縁されているため、シングル モジュールの手法が可能です。一方、シャント ベースのソリューションでは、絶縁型のアンプまたは変調器と、同相電圧の高電圧側に絶縁型電源が必要です。
- シャント ベースのソリューションは、初期オフセットが非常に小さく、温度によるオフセット ドリフトも小さく、外部の磁界の影響を受けにくくなっています。
- 非線形のホール ベースのソリューションに比べて、シャント ベースのソリューションは電圧範囲全体にわたって線形性が高く、特にゼロクロスや磁気コアの飽和領域付近で線形性が高くなります。
- シャント ベースのソリューションでは、基本的なワンタイム キャリブレーションを使用するホール ベースのソリューションに比べ、温度範囲全体にわたって DC 精度が向上します。シャント ベースのソリューションの精度は、特に電流が小さいときは、外部の磁界に対する感度が制限されるため、はるかに優れています。
- インライン シャントの両端での電圧降下は、放熱と電力損失の原因になります。しかし、シャント技術の進歩に伴い、シャントの軽量化、抵抗値の低下、精度とドリフト性能の向上が実現してきました。抵抗値の小さいシャントを使用すると、放熱が低減されます。さらに、テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプと変調器は非常に小さい入力電圧範囲 (±50mV と ±250mV) に対応し、優れた総合精度を実現達しています。シャント技術のこのような改良と、入力範囲の小さい絶縁型デバイスが利用できるようになったため、システム全体の測定精度を犠牲にせず、放熱が減少しました。
- ホール ベースのセンサは一般に、動作温度範囲に制限があります (通常は -40℃～+85℃)。一方、シャント ベースのソリューションは、より高い動作温度範囲 (通常は -40℃～+125℃) をサポートできます。
- ホール ベースとシャント ベースの絶縁型アンプ ソリューションは、どちらも信号帯域幅はほぼ同じで、通常は最高数百キロヘルツ (kHz) です。ただし、絶縁型変調器では高速なビット ストリーム出力が得られるため、ユーザーはデジタル フィルタリングを外部で実装およびカスタマイズできます。このカスタマイズにより、信号帯域幅が高く低レイテンシのソリューションを開発できます。

絶縁型シャント ベースの電流センシングのリファレンス デザイン

トラクション インバータは電気モーターを制御するもので、HEV/EV のドライブトレインの重要なコンポーネントです。トラクション インバータには、高い同相電圧で高精度の電流センシングが必要です。トラクション インバータでの電流測定は、2 つのシャント ベースの方法のいずれかを使用して実現できます。

図 72 は、AMC1301-Q1 などの車載グレードの強化絶縁型アンプによって高温 (高い同相電圧) 側から絶縁されているシャントの両端での電圧降下を示しています。

AMC1305M25-Q1 などの車載グレードの強化絶縁型変調器を使用して、高温側のシャントの両端での電圧降下を低温側から絶縁する、2 番目のシャント ベースの測定方法を、図 73 に示します。

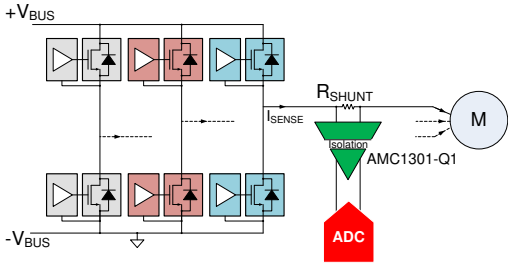


図 72. 絶縁アンプを使用する絶縁型電流測定

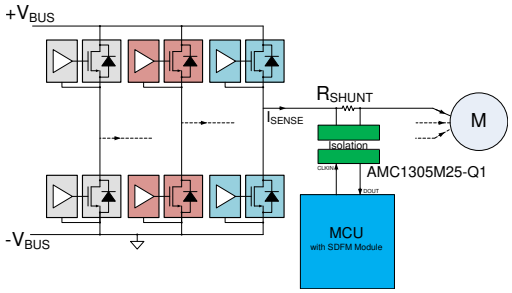


図 73. 絶縁変調器を使用する絶縁型電流測定

測定精度を向上させるには、絶縁型変調器を使用します。このソリューションでは追加の A/D 変換段が不要で、それに関連する誤差が排除されます。絶縁型変調器からの高速ビットストリーム出力は、シグマ-デルタ フィルタ モジュール (SDFM) を内蔵したテキサス・インスツルメンツの C2000 ファミリなどのマイコン (MCU) や FPGA によってフィルタリングされるため、信号帯域幅と精度を微調整できます。

車載用絶縁型デバイスに関する推奨事項

デバイス	絶縁	説明
AMC1305-Q1	強化	±50mV、±250mV の絶縁型変調器
AMC1301-Q1	強化	±250mV の絶縁型アンプ
AMC1302-Q1	強化	±50mV の絶縁型アンプ

まとめ

HEV/EV サブシステムで絶縁型電流センシングを行うには、シャント ベース方式やホール ベース方式など、複数の測定方法があります。手ごろな価格設定の高精度シャントと、高性能の絶縁型アンプや変調器の進歩に伴い、シャント ベース ソリューションは従来のホール ベース ソリューションに代わる優れた選択肢になりました。

EV (電気自動車) の DC 充電アプリケーションにおける電流センシングの設計上の考慮事項

概要

世界各地の政府が環境持続可能性の目標達成に取り組み、自動車業界が自動車の電動化を加速させるために一層の投資を計画していることから、内燃機関から電気自動車 (EV) へのシフトは避けられないように思えます。DC 高速充電ステーションの容量は近年大幅に増加しています。以前は 150kW が標準でしたが、現在では 350kW 以上となっており、その性能はさらに向上しています。350kW 以上を実現するために、20kW～40kW のモジュールを並列に積み重ね、上位の制御ループでそれらのモジュールの負荷分散を並列に行うのが一般的な技術です。電流と電圧のセンシング技術は、DC 高速充電ステーションのパワー モジュール制御ループにおいて重要な役割を果たしています。このアプリケーション レポートは、EV (電気自動車) の充電アプリケーションにおける電流センシングに関する設計上の考慮事項について説明します。特に、システム性能に関するゲイン誤差、オフセット、帯域幅、レイテンシに重点を置いています。

はじめに

電気自動車用 DC 充電ステーション

自動車のバッテリとグリッドの間で電力を供給したり引き出したりするために、**図 74** に示すように、AC レールと DC レールの間では複数の電力変換段が必要です。

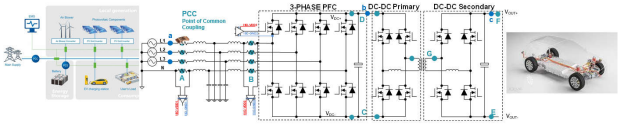


図 74. *EV 充電システムの電流センシング ポイント*

AC/DC コンバータは、DC 電圧とともに共通結合点 (PCC) の全高調波歪み (THD) を制御することにより、AC 電力を DC 電力に変換する役割を担っていします。同時に、絶縁型 DC/DC コンバータは主に、グリッドと自動車の間のガルバニック絶縁および、定電流 (CC) と定電圧 (CV) の各充電機能を実現する目的で使用されます。

図 74 に、EV 充電システムの一般的な電流センサの各位置を示します。

- AC/DC 段の電力レギュレーションと保護は、ポイント A、B、C、D に配置されたセンサによって行われます。
  - **ポイント A** は、PCC へ向かうコンバータの主要な接続ポイントです。この位置にセンサを配置することで、グリッドに送られる電流とグリッドから引き出される電流を最も正確に監視および制御できるため、グリッドとやり取りされる有効電力と無効電力を正確に制御できます。
  - **ポイント B** には、スイッチング ノード (SN) のスイッチ電流を測定する機能があります。電流センサをこの場所に配置することで、パワー スイッチの保護と制御ループ速度を向上させることができます。さらに、電流センシング回路に絶縁型電源が必要な場合、ゲート ドライバ電源を活用できるため、設計の総コストを削減できます。ただし、この測定には EMI フィルタの損失が含まれていないため、この位置は無効電力補償には適していません。
  - **ポイント C** は、DC バス電流の測定ポイントです。電流センシング回路をこの位置に配置することで、電源を下部スイッチ ドライバ電源と共有する場合のコストを削減できます。
  - **ポイント D** は、DC バスの正のレールに配置された DC バス電流の測定ポイントです。
- DC/DC 段の電力レギュレーションと保護は、ポイント G、F、E に配置されたセンシングによって行われます。
  - **ポイント G** は、巻線の電流を制御するために必要です。

- **ポイント F** は、正端子にあるバッテリ電流の測定ポイントです。
- **ポイント E** は、負端子にあるバッテリ電流の測定ポイントです。負端子に流れる電流をセンシングすると、ローサイド FET のゲート ドライバ電源を電流センシング回路の電源として活用できるという利点があります。

このアプリケーション ノートでは、EV 用 DC 充電アプリケーションで使用する際に電流センサに必要な最小限の仕様を定義する目的で、シミュレーション結果に基づいた調査を実施しました。**表 11** に示すシステム仕様の 11kW システムについて、帯域幅、ゲイン誤差、オフセット、レイテンシの最適値が得られました。本書では、位相シフト制御を備えた DAB (デュアル アクティブ ブリッジ) と CLLLC 共振コンバータを備えた DAB の 2 つの異なる絶縁型 DC/DC トポロジを考察しています。

セクション 7.2.2 では、AC/DC 入力電流センシングのポイント A と B それぞれと、ポイント C と D での DC リンク電流測定に関する設計上の考慮事項について説明します。**セクション 7.2.3** では、DC/DC 段の電流センシング ポイント (G、F、E) の要件について、帯域幅、ゲイン誤差、オフセット誤差などの特性が DC/DC 段の性能にどのように影響するかについて詳しく説明します。

表 11. EV チャージャの目標仕様

条件	説明
電力定格と電力フロー	V2G/V2H をサポートする 11kW 双方向動作
AC 定格	400V_{AC} (3 相、各 230 V_{AC}) 16A_{RMS} (各相)
AC 電流の全高調波歪み	全負荷時に 3.6%
DC 定格	V_{DCBUS} 800V 公称値 I (650V～800V) I_{DCBUS} 14A (14A～17A) V_{BAT} 400V (250V～450V) I_{OUT} 27.5A (24A～44A)
AC/DC のスイッチング周波数	70kHz (デッド タイム = 250ns)
DC/DC のスイッチング周波数	位相シフト DAB の場合、100kHz 共振 CLLLC DAB の場合、公称 500kHz
DC 側で制御される電力に求められる精度	V_{DCBUS} ±1% V_{BAT} ±1% I_{BAT} ±1%
電流ループと電圧ループの実装 AC/DC 帯域幅	3-kHz グリッド電流ループ (id、iq) 400Hz DC バス電圧ループ
電圧測定の実装帯域幅：グリッドと DC リンク	100 kHz

電流センシング技術の選択および等価モデル

シャント方式のソリューションによる電流センシング

このアプリケーション ノートでは、絶縁型アンプまたは絶縁型デルタ シグマ変調器を使用したシャント方式の電流センシングのみを対象としています。ここで説明するすべての製品は ±50mV の線形入力電圧範囲を持っているため、非常に小さなシャント抵抗値を使用することで、システム全体の電力に比べて低いエネルギー消費に抑えることができます。

リファレンス アプリケーションでは、11kW AC/DC の場合、400V_{AC} 3 相システムで入力電流の最大値は 16A_{RMS} です。これにより、±22.5A_{peak} となります。2mΩ のシャント抵抗を使用すると、シャントにかかる最大電圧は 50mV 未満 (ピークは 45mV) に抑えることができます。つまり、11kW の最大電力動作時におけるシャント内の電力損失は 1 シャントあたりわずか 0.5W です。3 相システムで 3 つのシャントを想定すると、これはまだ無視できる損失であり、PCB 上に重要なホット スポットを追加することはありません。逆に、**表 11** に示すように、DC/DC コンバータの電流は最大 44A にもなります。この結果、絶縁型アンプの 50mV の入力電圧範囲に対して 1mΩ のシャント抵抗を選択する必要が生じ、各測定ポイントでの消費電力は 2W 未満となります (合計電力 11kW に関しては無視できます)。

センシング技術の等価モデル

各電流センシング ポイントの分析は、帯域幅、レイテンシ、ゲイン誤差、オフセットの 4 つのパラメータを考慮してシステム レベルで行われます。**図 75** は、上述のセンサ パラメータをすべて示している電流センシングの等価モデルです。

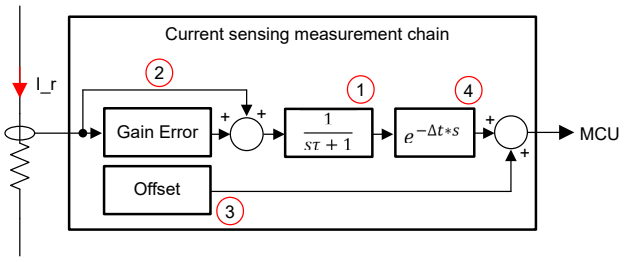


***図 75.** 電流センシング測定モデル*

等価モデルの各段の説明は以下のとおりです。

1. 電流センサによって示される帯域幅制限を表します。このアプリケーション ノートでは、センシング段は 1 次ローパス フィルタとしてモデル化されており、一定時間は次のように示すことができます。

$$\tau = 1/(2\pi f_b) \tag{38}$$

ここで、

- τ は電流センサの帯域幅です。

2. ゲイン誤差を表し、次のようにモデル化されています。

$$i_m = (1 + \varepsilon) i_r \tag{39}$$

ここで、

a. I_r は実際の電流です。
b. ε はセンサのゲイン誤差です。
c. I_m は測定値です。

3. この調査では、測定範囲に対して定義されたオフセットを表します。オフセットは、フルスケール範囲に対するパーセンテージで表されます。
4. センシング段によってもたらされる時間遅延を表し、過電流や短絡をできるだけ高速で検出する必要がある場合に重要になります。

AC/DC コンバータの電流センシング

AC/DC の基本的なハードウェアおよび制御の説明

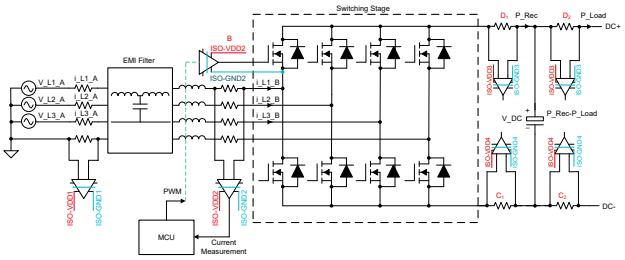


図 76. 2 レベル AC/DC コンバータの概略図

図 76 に、一般的な AC/DC コンバータを示します。コンバータの各部の説明は以下のとおりです。

- EMI フィルタは、コンバータによって生成される電磁ノイズを軽減し、各規格に準拠するために使用されます。[7]
- 電流センサと電圧センサ (図示なし) は、AC 側と DC 側の両側にあり、パワー コンバータの監視、制御、保護に使用されます。
- AC から DC への電力変換に使用されるスイッチング段は、T 型コンバータや ANPC コンバータなど、複数のトポロジを使用することでて実現できます。[8、9]
- マイクロコントローラは、グリッド電圧と同期した制御電流を得るために、電力段のスイッチの測定と PWM デューティ サイクルの計算に使用されます。

セクション 7.2.2.1.1 と セクション 7.2.2.1.2 では、マイクロコントローラによって内部的に実行される制御ルーチンについて説明し、電流センシング パラメータとデジタル制御ループの相関について詳しく説明します。

AC 電流制御ループ

制御ユニットをグリッド周波数と同期させることで、AC と DC 間の電力変換を制御し、グリッドによって引き出される電流の振幅と位相を制御します。MCU をグリッドと同期させるため、グリッド電圧 (V_L1_A、V_L2_A、V_L3_A) は MCU によってサンプリングされ、フェーズ ロック ループ (PLL) に供給されます [11]。PLL の結果 (cos(φ)、sin(φ)) に Clarke 変換と Park 変換を加えることで、回転フレーム リファレンス技術 (dq フレーム制御) を使用して 3 相システムを制御することができ、これにより制御の簡素化と改善が実現できます。

図 77 は、回転フレームを使用して AC/DC に実装された電流制御ループの概略図です。測定された Id と Iq は、I_L1_A、I_L2_A、I_L3_A、I_L1_B、I_L2_B、I_L3_B のいずれかに Clarke 変換と Park の変換を適用することで、導き出すことができます。

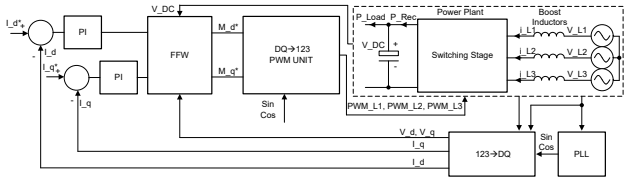


***図 77.** dq 電流制御 (フィードフォワード、PI 比例積分制御)*

図 77 は、2 つの PI コントローラを使用して電流を制御できることを示しています。

- 直流電流 (I_d*) と呼ばれるリファレンス電流を変更することで、3 相電流は対応するグリッド電圧に対して同位相で制御できます。この機能により、**式 40** に示すように、AC/DC によって引き出されたリ供給されたりする有効電力を直接制御できます。ここで、P_Rec は 3 相有効電力です。リファレンス電流の符号を変更することで、対応するように電力を引き出したり供給したりすることが可能になります。
- 直交電流 (I_q*) と呼ばれるリファレンス電流を変更することで、3 相電流は対応するグリッド電圧に対して 90° 位相をシフトして制御できます。この値を変更することで、**式 41** に示すように、無効電力を直接制御でき ます。ここで、Q は 3 相無効電力の合計です。リファレンス電流の符号を変更することで、機器によって引き出される容量性電力または電磁誘導電力を変更できます。

$$\mathrm{P_Rec} = {}^{3}\!/_{2} V_d I_d^* \tag{40}$$

$$Q = {}^{3}\!/_{2} V_d I_q^* \tag{41}$$

PI コントローラに加えて、フィードフォワード (FFW) は、システムで変数が変化したときの応答時間を短縮し、制御ループ帯域幅の依存性を取り除くために、電流ループに実装されるのが一般的です (たとえば、V_DC が補償されていない場合、V_DC が減少すると、制御ループ帯域幅が増加し、不安定になる可能性があります)。

DC 電圧制御ループ

複数のアプリケーションにおいて、整流段の DC 側に接続された負荷またはソースは常に電圧源として動作するとは限りません。実際、負荷は抵抗、電流シンク、または電源として動作します。DC/DC 段によって電圧源の動作が示されない場合、要求電力 (P_Rec) に対する DC バス電圧の依存関係により、出力電圧が制御されない可能性があります。制御されていない DC バス電圧が原因で AC/DC が不安定になり、電流や電圧の保護トリガが作動したり、コンバータ自体が損傷することさえあります。これに対処するには、**図 78** に示すように、電流ループに対してより高い階層レベルで追加制御を実装します。下位制御ループ Idq の I_d* を使用して、グリッドから引き出されたり供給されたりする有効電力を制御する機能を持つ電圧制御ループが追加されました。追加の PI コントローラはリファレンス (I_d*) を生成し、これにより、整流器と負荷電力 (P_Rec と P_Load) をマッチングすることができます。DC リンク コンデンサに電力が流れていないため、V_DC* は V_DC と等しくなります。整流器の電力と負荷電力のマッチングは、積分部分によって行われます。

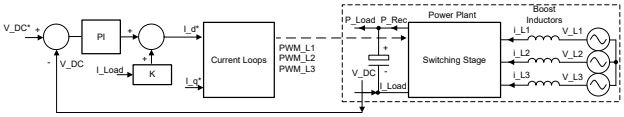


図 78. *電圧制御ループおよび電流制御ループ*

図 78 に示すように、ループの応答時間を短縮するために、DC 電流測定によって実現できるフィードフォワードが実装されています。一般的な係数 K は、電圧、電流、制御方式の実装に依存するため、実装されました。この機能はコンバータの動作自体にとって重要ではありませんが、**セクション 7.2.2.3** に示すように、性能を大幅に向上させることができます。

I_q* リファレンスは、有効電力のレギュレーションに関与しないため、電圧ループとは独立しており、DC リンク コンデンサの充放電プロセスにも関与しません。上述したように、I_q* はシステムの無効電力を直接制御するものです。

ポイント A、B – AC/DC AC 位相電流センシング

このセクションでは、共通結合点 (ポイント A) またはスイッチング ノード (ポイント B) に配置される電流センサの設計上の考慮事項について説明します。センシング パラメータを変更した場合における、**セクション 7.2.2.1** で述べた制御ループ性能の調査結果を示します。

電流センサのオフセット、帯域幅、ゲイン誤差、レイテンシについて、最小要件を決定することを目標に、システム レベルで説明しています。ポイント A と B の両方については、多くのケースが繰り返しとなるため、すべてのシナリオを説明しているわけではありません。ワーストケースのみを説明し、た最小要件を決定しました。各電流センサの仕様の分析に関するすべての詳細は、以下のとおりです。

- **センサ帯域幅**:ポイント A では無効電力制御のために位相誤差を無視する必要があるため、ポイント B では AC 電流をできるだけ高速に制御する必要があるため、分析はポイント A とポイント B の両方で行いました。
- **最大レイテンシ**:ポイント B は保護が必要なパワー スイッチに最も近いポイントであるため、分析はスイッチング ノードでのみ行いました。また、ポイント A とポイント B の間には EMI フィルタがあり、スイッチング ノードからの電流と PCC との間に不一致が生じる可能性があります。
- **ゲイン誤差**:ゲイン誤差の影響は、PCC とスイッチング ノードのどちらでも同じです。ポイント B では、より高い電流制御ループ帯域幅を実現できますが、精度誤差が存在する場合に電流の THD が高くなるため、分析はスイッチング ノードで行いました。その後、システム内により高い帯域幅が存在する場合、電圧ループはグリッド電流にノイズを注入します。
- **オフセット誤差**:オフセット誤差の影響は、PCC とスイッチング ノードのどちらでも同じです。スイッチング ノードは、より高い電流制御ループ帯域幅を実現できる場所であり、オフセットが存在する場合に電流の THD が高くなるため、分析はスイッチング ノードで行いました。

帯域幅の影響

制御ループの性能を電流センサの帯域幅に応じて観察し、最小帯域幅を定義する目的で、定常状態分析と過渡分析を行いました。

定常状態分析:基本電流およびゼロクロス電流

この分析では、グリッド電流はスイッチング ノード (ポイント B) で制御されています。制御対象の電流の一般的なプロファイルを **図 79** に示します。**図 79** は、3 つの電流と 3 つの電圧が同位相であり、DC から AC グリッドへの有効電力変換 (グリッドへの 11kW) が可能であることを示しています。**図 80** に示す拡大部分は、スイッチング ノードに流れる電流が、50Hz の基本成分と、2 レベル コンバータのスイッチングによって生じる重要な電流リップル振幅で構成されていることを示しています。

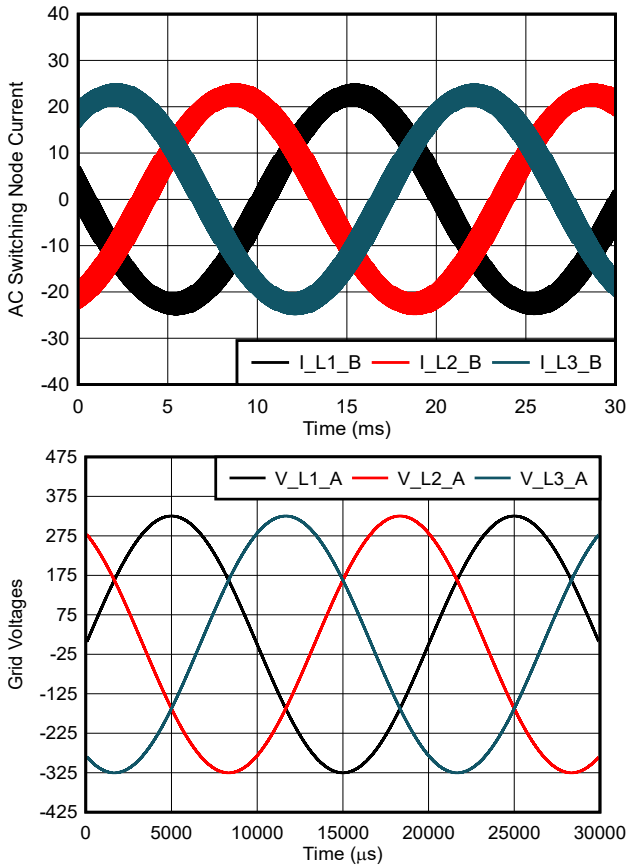


図 79. *公称負荷 11kW で動作する AC/DC コンバータのグリッド電圧と電流*

図 80 は **図 79** を拡大したもので、整流器電流と 50Hz の基本高調波を持つ平均電流を示しています。

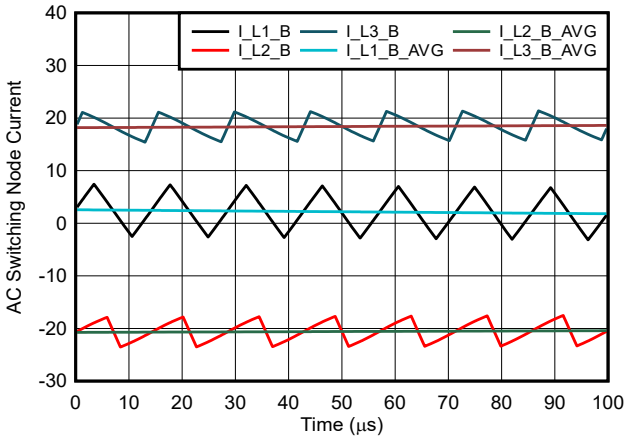


図 80. *t = 0s の拡大部分 (スパン 100µs)*

AC と DC の間の電力変換は、グリッド周波数で制御された電流によって行われます。したがって、正確な振幅で重要な位相遅延のない電流の基本高調波 (例:I_L1_B_AVG) の測定値を MCU に送る必要があります。50Hz または 60Hz の成分は、同期サンプリングや平均制御などのサンプリング技術によって導き出すことができます。これらの技術を採用することで、デジタル制御ループに重要な位相遅延が発生しないため、ループの高速応答が可能になります [12]。逆に、電流センサには帯域幅の制限があるため、理想的な選択肢とは見なされません。電流センサは、MCU 端子で重要な位相遅延や振幅誤差を引き起こす可能性があります。この誤差は、やり取りされる有効電力と無効電力の誤差に反映され、**式 42** のように示されます。

$$\varphi = a\tan(2\pi \ f_e \ \tau) \tag{42}$$

ここで、

- φ は測定された電流と実際の電流との間の位相遅延です。
- f_e は測定された信号の電気的周波数で、このアプリケーションでは 50Hz または 60Hz に相当します。
- τ は、測定チェーンによって示されるローパス フィルタ動作の一定時間です。

式 42 を使用すると、グリッドの電気周波数の 100 倍 (グリッドが 60Hz の場合は 6kHz) を超えるカットオフ周波数で、0.6° 未満の位相角遅延を達成することができます。この位相シフトにより、有効電力と無効電力の制御誤差は 50Hz または 60Hz で無視できる程度になります。電力変換が行われる成分である 6kHz の帯域幅は、グリッド電流を制御するには十分すぎるほどです。

一般に、50Hz または 60Hz だけが制御が必要な成分ではなく、電力段のデッドタイムによってもたらされるグリッド電流にはより高い周波数成分があり、THD の大幅な増加につながります。高周波成分は、MCU によって補正できるように測定によってキャプチャされなければならず、ソフトウェアによるキャンセルが可能です。デッドタイムが長くなると、**図 81** に示すように、特に電流のゼロクロス (11ms) で歪みが大きくなります。この図では、コントローラのデッドタイムが変化したときに、11kW で動作する AC/DC コンバータによって引き出されるポイント A の電流波形を示しています。上のグラフはデッドタイムが 250ns の電流波形、下のグラフはデッドタイムが 1.5µs の電流波形を示しています。

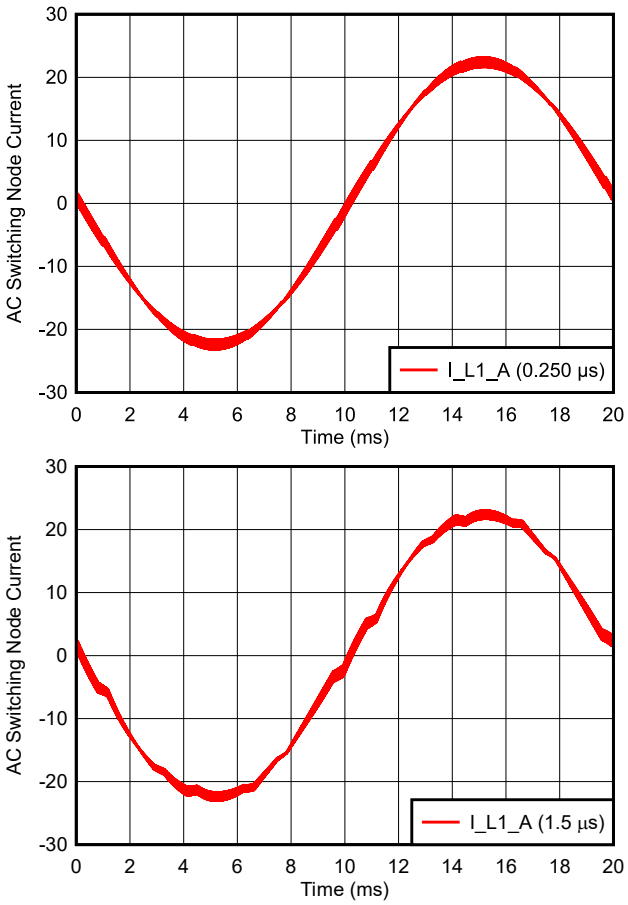


図 81. *デッド タイム 250ns と 1.5µs を実装した場合に PCC から引き出される電流 (50Hz 動作)*

デッド タイムが長すぎると、規格で設定された制限を超える大きな THD が発生する可能性があります。この規格に準拠するため、大きな出力フィルタを使用するか、適切なソフトウェア制御を実施する必要があります。この外乱を補償する目的で複数の制御方式が開発されましたが、これらすべてのオプションは、電流センサの十分な帯域幅を必要とします。最小帯域幅要件を決定するため、電流波形の高速フーリエ変換 (FFT) を実行し、外乱の周波数成分を分析しています。

グリッドが最大電力を要求しているときの PCC 電流の FFT 結果を 図 82 に示します。

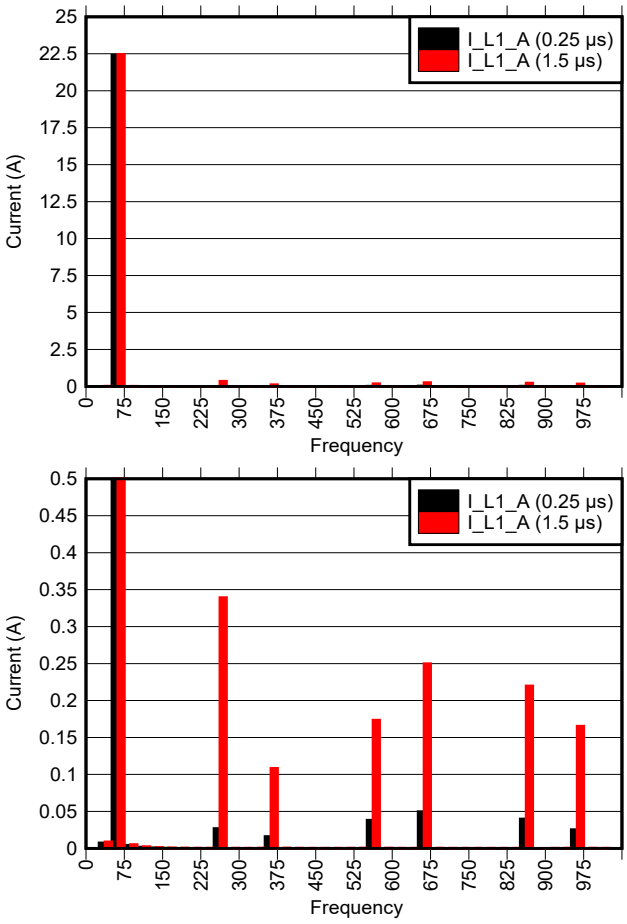


図 82. *図 2-6 の電流の FFT および拡大部分 (50Hz)*

図 82 で補償すべき最も重要な周波数は、5 次、13 次、17 次高調波で、グリッドが 50Hz で動作している場合、250Hz、650Hz、850Hz になります。これに対応して、グリッドが 60Hz で動作する場合、周波数は 300Hz、780Hz、1020Hz になります。式 42 を新しい周波数に適用することで、電流センシング段から最小帯域幅 102kHz を確保し、高調波を適切に補償する必要があります。

結論として、定常状態分析から、PFC 段に重要なデッドタイムが存在する場合に電流の全高調波歪みを改善するには、60Hz のグリッドがある場合に最小帯域幅 102kHz が必要なことがわかりました。グリッドが 50Hz で動作している場合、最小帯域幅は 95kHz に縮小できます。デッドタイムによって生成される高調波成分は両方の測定ポイントで同じであるため、電流センサの帯域幅は、電流が制御される場所に応じて、ポイント A または ポイント B のいずれかに必要なものです。その理由は、EMI フィルタ (図 76 を参照) がはるかに高い周波数成分に最適化されているため、低周波では重要な効果が得られないからです。

過渡分析:ステップ電力応答および一時的な電圧低下応答

このセクションでは、グリッドに起因する過渡電流が注入されたときの電流センシング段の最小帯域幅を求める目的で、制御電流ループの性能を分析しています。この調査の目標は、過電流保護状態に陥ることなく、PCC に大きな故障がない場合にコンバータをグリッドに接続し続けるために許容される最小帯域幅を特定することです。 過電流を引き起こす可能性のある、一時的な AC 電圧低下、ステップ電力応答、AC 過電圧といった複数のストレス シナリオを分析しました。これらの故障のうち、一時的な電圧低下やステップ電力応答のみを説明します。

図 83 は、センサで動作するコンバータの帯域幅が 6kHz の場合の、グリッド電圧に対するスイッチング ノード電流 (ポイント B) を示しています。上のグラフでは、AC/DC コンバータの出力電力が 0 から 11kW に 3ms で急激に変化するため、L1 (I_L1_B) に過電流が流れます。下のグラフでは、AC ライン電圧が 26ms で 20% 低下した結果、L2 (I_L2_B) に大きな過電流が生じ、コンバータの不要なシャットダウンにつながります。

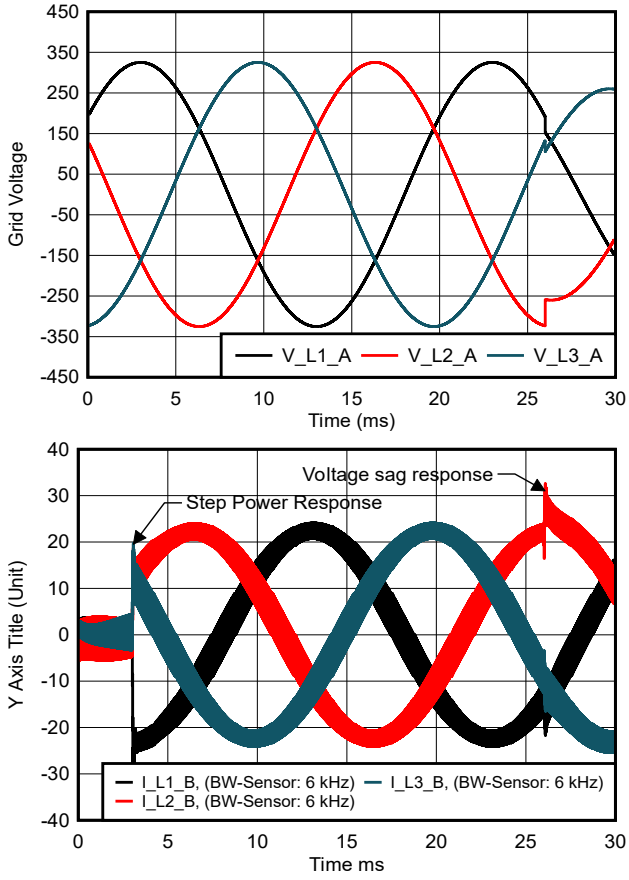


図 83. *AC/DC コンバータのグリッド電圧および電流：ステップ電力応答および一時的な電圧低下応答*

電流センサの帯域幅のみを変更して (6kHz、30kHz、60kHz)、バッテリからステップ電力が要求されたときのスイッチング ノードのピーク過電流を比較することで、複数のシミュレーションを実行しました。図 84 に、シミュレーションの結果を示します。6kHz の電流センサの場合、30kHz の電流センサ (電流制御ループの帯域幅の 10 倍) で達成される良好な過渡応答に対して、L1 の電流は 30% オーバーシュート (ピーク 33A) します。電流センシング帯域幅をさらに広げても (30kHz から 60kHz へ)、両方の曲線が重なるため、さらなる利点はありません。

図 84 に、電流センサの帯域幅をパラメータとした、AC/DC コンバータのステップ電力応答 (11kW) の t = 3ms (スパン 200µs) における拡大部分を示します。

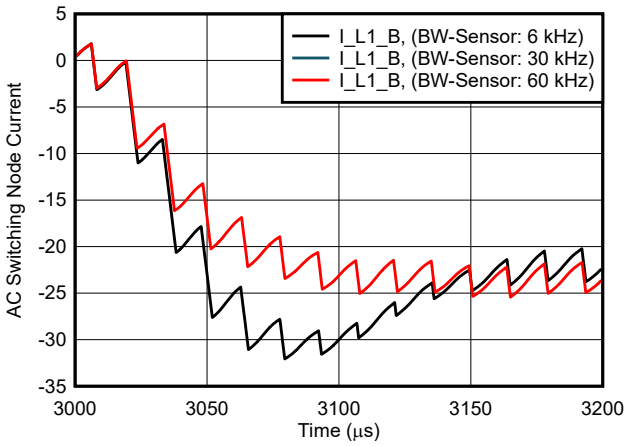


図 84. *t=3ms の拡大部分 (スパン 200µs)*

電流センサの帯域幅のみを変更して、複数のシミュレーションを実行しました。コンバータが全負荷で動作し、グリッドに予測不可能な一時的な電圧低下が発生したときの、スイッチング ノードのピーク電流の比較を行いました。**図 85** に、6kHz、30kHz、60kHz の各電流センサによるライン過渡応答を示します。6kHz の電流センサの場合、30kHz の電流センサ (電流制御ループの帯域幅の 10 倍) で達成される良好な過渡応答に対して、L2 の電流は > 2A (約 33A のピークまで) オーバーシュートします。電流センシング帯域幅をさらに広げても (30kHz から 60kHz へ)、両方の曲線が重なるため、さらなる利点はありません。

図 85 に、電流センサの帯域幅をパラメータとした、AC/DC コンバータの一時的な電圧低下応答の t = 26ms (スパン 200µs) における拡大部分を示します。

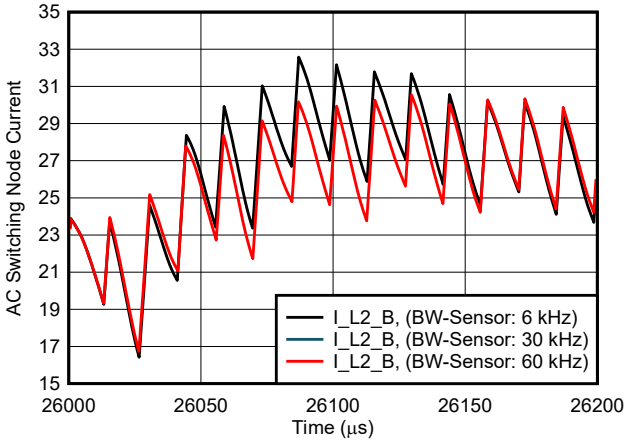


図 85. *t=26ms の拡大部分 (スパン 200µs)*

利用可能な電流制御ループ帯域幅を最大限に活用するために、センシング帯域幅を制御ループ帯域幅の 10 倍以上にする必要があります。このガイドラインを適用することで、過電流検出のために測定範囲を犠牲にする必要がなくなるため、電流測定の分解能が最大化されます。

レイテンシの影響

レイテンシは、コンバータの異常動作やグリッドから故障が発生した場合に考慮すべき重要なパラメータです。稼働中のパワー デバイスを保護するには、危険な状態ができるだけ早く検出され、システムを直ちにシャットダウンして安全な状態にする必要があります。ポイント B に配置されたセンサがパワー スイッチにできるだけ近接するように、最大許容レイテンシが決定されています。AC/DC 段で発生する可能性のある多くの故障の中から、このセクションではグリッドに起因するものだけを考慮しました。

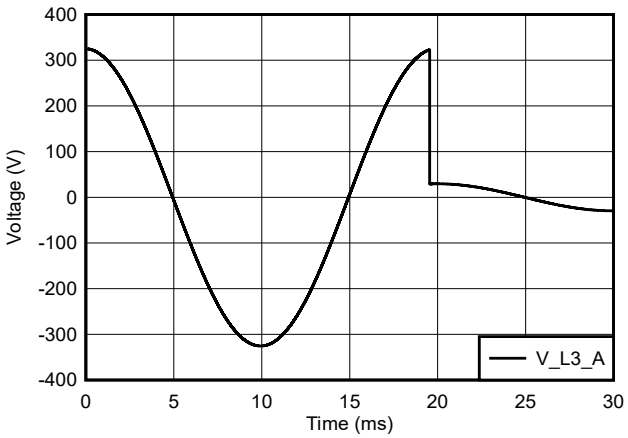
故障分析：グリッド短絡

AC/DC の安全なシャットダウンに必要な最大レイテンシを評価するため、以下の条件を適用してシステム シミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は最大定格電圧 (800V) で動作する。
- コンバータは公称電流 ($16A_{RMS}$) で動作する。
- 位相の最大電流が引き出されたときに短絡が発生する。
- ソフト磁気材料の磁束対電流プロファイルを持つ昇圧インダクタには線形インダクタンスは存在しない。インダクタンスと電流の関係は 11kW AC/DC に最適化されており、飽和に達するとインダクタンスは公称値の 30% まで低下する。
- ポイント B における電流センシングの過電流スレッショルドは 30A (測定範囲の 93.7%) に設定されている。
- 11kW アプリケーションで使用される電源部品に関する利用可能なデータシートに基づき、最大許容電流 60A が選択されている。

グリッドで短絡が発生してもコンバータはスイッチングしているため、電流は制御されません。故障は突然発生するため、MCU がデューティ サイクルを更新して修正するための十分な時間がありません。PWM の更新は通常、固定周波数 (この例では 70kHz または 14.2µs ごと) で行われます。シングルおよびダブル更新によるリフレッシュ手法を用いれば、MCU の最小応答時間は 1/fs または 1/2fs になります。この時間内に、インダクタの電流がパワー スイッチの短絡電流定格を超える可能性があります。

図 86 に、AC/DC コンバータの電圧と電流を示します。**図 86** は 0ms～19ms の時間枠で、コンバータは、グリッド電圧が $400V_{RMS}$ に等しく、電流が DC から AC に転送される公称条件で動作していることを示しています。19ms で、位相電圧を公称値の 10% まで落として、短絡イベントがシミュレートされています。**図 87** に示すように、グリッドの故障と同時に、グリッド電圧とスイッチング段からの印加電圧との間の電圧差により、スイッチング ノードの電流が増加し始めます。



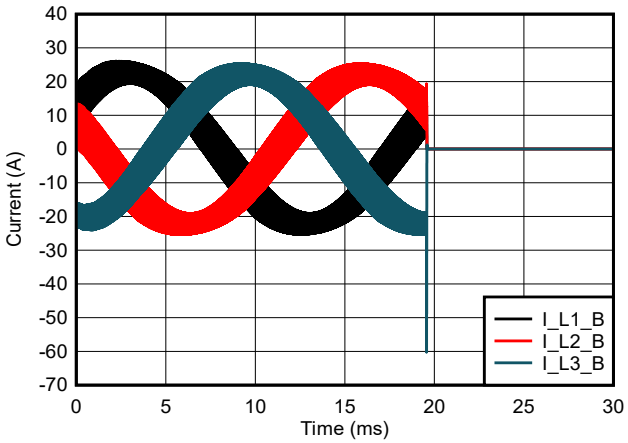


図 86. *AC/DC コンバータのグリッド電圧および電流：AC/DC コンバータの短絡応答*

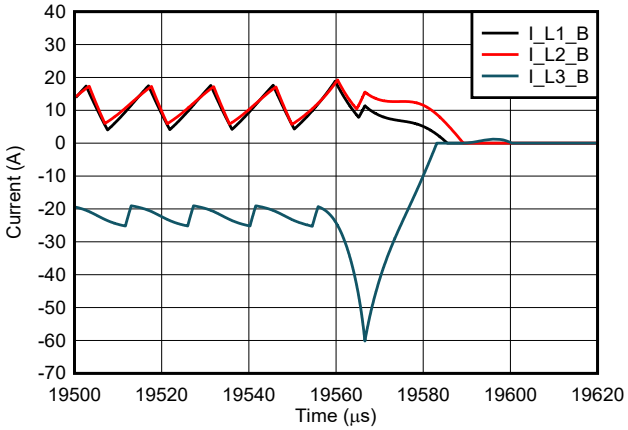


図 87. *t = 19.5ms の拡大部分 (スパン 120µs)：AC/DC コンバータの短絡応答*

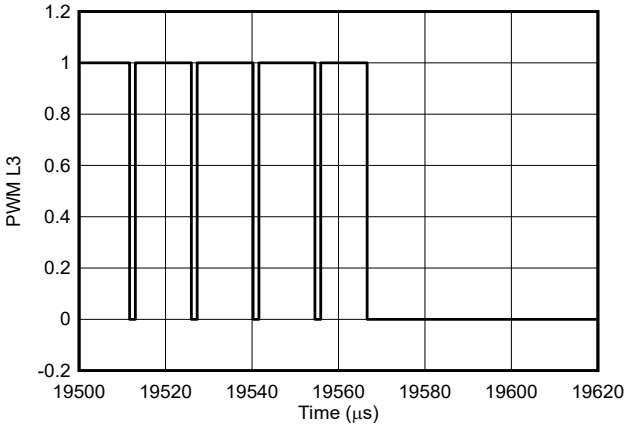


図 88. *t = 19.5ms の PWM の部分拡大 (スパン 120µs)：PWM ターンオフ動作*

最初に電流が直線的に上昇し始めるのは、コアが飽和しておらず、インダクタンスがほぼ一定であるため、固定の di/dt に従っているためです。

$$di/dt = V_{DC}/(1.5L(i)) \quad (43)$$

ここで、

- L は電流の関数としての AC/DC 昇圧電流です。
- V_{DC} は故障発生時の DC バス電圧です。

コアの飽和電流に達すると、インダクタンス値が大幅に低下し、電流が急激に増加します。L3 相の実際の電流が 30A (過電流スレッショルド) に達した時点で、MCU はそれより大きい電流を検出できず、電流が 60A を超えるレベルに達する前にシャットダウンするため、MCU はできるだけ早く過電流を検出できなければなりません。シミュレーション結果によれば、電流が臨界値に達するまでに 4µs かかります。このタイミングに達したら、**図 88** に示すように、PWM 信号をオフにします。

結論として、パワー スイッチの損傷を避けるために、4µs 以内にシステムをオフにする必要があります。電流センシングのレイテンシは、MCU やドライバ段のシャットダウンのレイテンシと合わせて考慮してください。MCU やドライバ段のレイテンシ時間の標準値に基づくと、電流センサによって最大 3.5µs のレイテンシが確保されなければなりません。

ゲイン誤差の影響

図 75 に、ゲイン誤差ブロックがある電流センサの等価モデルを示します。この調査では、**セクション 7.2.1.2.2** に記載されているように、ゲイン誤差は固定値としてモデル化されています。

ゲイン誤差に起因する AC/DC の電源の外乱

AC/DC 段の電流制御ループの目標は、システム内の実際の電流を測定することなく、MCU によって検出された電流を制御し続けることです。測定値が現実と一致しない場合は、**式 44** で示されるゲイン誤差によってシステムに不要な電源の外乱が発生します。

$$\Delta P_{GAIN} = 0.5\ VI[(\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3) + (0.5(\varepsilon_2 + \varepsilon_3) - \varepsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\varepsilon_2 - \varepsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (44)$$

ここで、

- ΔP は、時間の関数としてのゲイン誤差による電源の外乱で、この電力はグリッドから DC リンクに引き出されます。
- ε_1、ε_2、ε_3 は各電流センシング段の相対ゲイン誤差です。
- V は位相と中性線との間の RMS 電圧です。
- I はコンバータによって制御される RMS 電流です。
- ω はグリッド周波数から導かれる電気的な脈動です。

電源の外乱は AC 段と DC 段の間のコンバータ電力の関数であり、AC/DC コンバータによって最大電力が要求されると最大になります。さらに、**式 44** は **式 45** と **式 46** の 2 つに分割できます。

$$P_{GAIN_DC} = 0.5\ VI[(\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3)] \quad (45)$$

$$P_{GAIN_AC} = 0.5\ VI[(0.5(\varepsilon_2 + \varepsilon_3) - \varepsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\varepsilon_2 - \varepsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (46)$$

ここで、

- P_{GAIN_DC} は、動作中に PFC によって引き出される固定の電源外乱の有無を表します。
- P_{GAIN_AC} は、グリッドと交換されるグリッド周波数の 2 倍の電力リップルを表します。

検出された欠陥とともに電圧制御ループを観察して、DC 側と AC 側のこれらの電源の外乱の影響を調査しました。

ゲイン誤差に起因する電源の外乱に対する AC/DC 応答

図 89 に、一般的な電圧コントローラと発電所の等価モデルを示します。

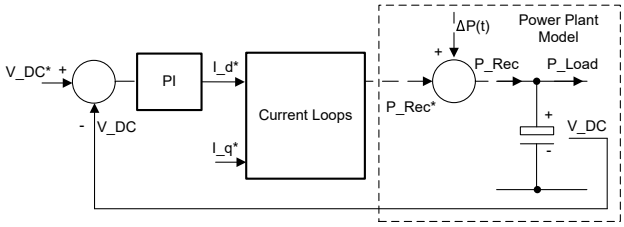


図 89. *発電所モデルによる簡略化された DC バス電圧制御ループ*

図 89 に示すように、先に分析的に導き出した項 (**式 44**) を、電圧制御の性能をチェックするための外乱としてループに導入しました。制御ループ トポロジを観察することで、PI コントローラの積分部分があるからこそ、DC 外乱 (**式 44**) によって引き起こされる定常状態誤差が完全に除去されることがわかります。逆に、外乱の AC 成分は完全に除去できないため、電圧リップルが発生します。

AC 側で使用される電流センサの最大許容ゲイン誤差を評価するため、以下の条件を適用してシミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は、リップル電圧を最大化するために最小定格電圧で動作する (650V)。
- AC 側と DC 側の間での最大限の電力交換で、電源の外乱 (11kW) を増加させる。
- ワーストケースのシナリオになるように適用される 3 相のゲイン誤差は $\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = -\varepsilon_3$ である。
- 電流制御ループ帯域幅はすべてのシミュレーションで一定に保つ (3kHz)。
- AC フィルタは、主要電流センシングの使用時に、公称出力電力で THD を 3% 未満に抑えるように設計されている。
- 電力線の周波数は 50Hz である。

ゲイン誤差が異なるセンサを使用した AC/DC コンバータのシミュレーション結果を、**図 90** に示します。

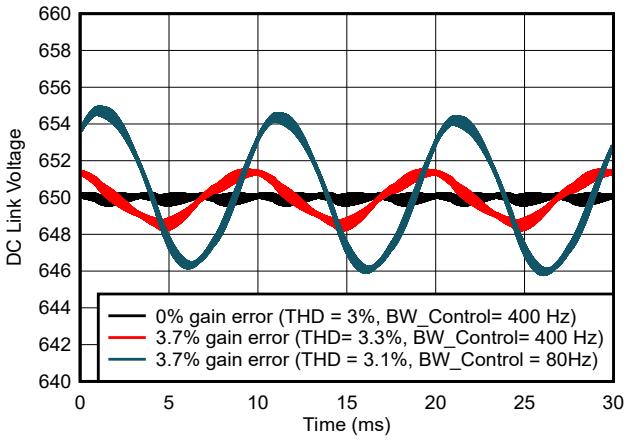


図 90. *DC リンクの帯域幅とゲイン誤差をパラメータとした場合の DC リンク電圧リップルの経時変化*

以下の結果を **図 90** に示します。

1. DC リンクの 100Hz リップル電圧。これは、電流センシング段のゲイン誤差によって注入される電力リップルによって生じるものです。
2. 定常状態に到達したときの電圧の平均値は、理論的に確認されたとおり、PI コントローラの積分部分によって、すべてのケースで同じです。
3. DC リンク電圧リップルは、DC リンク電圧制御ループの帯域幅に相関しています。電圧制御ループの帯域幅が十分に高い場合、コントローラはグリッド THD を犠牲にして電流ループを非常に高速に制御することで、リップル電圧を除去しようとします。

この例では、電圧制御ループの 400Hz 帯域幅と電流センサの 3.7% のゲイン誤差の組み合わせによって、ゲイン誤差のない理想的な電流センサの THD が 3% であるのに対し、THD は 3.3% になります。また、電圧制御ループの帯域幅が低いとグリッド側の THD は低下しますが、DC リンクのリップル電圧が許容できないレベルまで上昇する可能性があります。DC リンクに電圧リップルがあると、バッテリで許容できない電力リップルが発生する可能性があります。さらに、電圧制御ループの帯域幅が低いと、負荷ステップ応答が悪くなります。

結論として、スイッチング ノードに 3.7% のゲイン誤差を持つ電流センサを配置すると、グリッド電流 THD が 10% 以上増加する可能性があります。この増加を補償するため、コンバータのグリッド側で < 3% THD という設計目標を達成するためには、入力フィルタの体積を 4% 以上増やす必要があります。

オフセットの影響

図 75 に、実際のオフセット付き電流センサの等価モデルを示しています。この調査では、電流センサのオフセットは、測定のフルスケールに正規化された固定値としてモデル化されています。**式 47** を参照してください。

$$I_O = I_{MAX} \quad \delta_O \tag{47}$$

ここで、

- I_0 は、センサによって示される絶対オフセット値です。
- I_{MAX} は測定スケールの最大値です。
- θ_0 は測定で発生するオフセット誤差の単位に対する値です。

AC/DC 段の電流制御ループの目標は、システム内の実際の電流を測定することなく、MCU によって検出された電流を制御し続けることです。オフセット誤差が原因で測定値が実際の電流と一致しない場合、**式 48** に示すように、電流はシステムに想定外の電源の外乱を引き起こします。

$$\Delta P_O = V[I_{O1}\sin(\omega t) + I_{O2}\sin(\omega t - 2/3\pi) + I_{O3}\sin(\omega t + 2/3\pi)] \tag{48}$$

ここで、

- ΔP_O は、時間の関数としてオフセット誤差に起因する電源の外乱です。
- I_{O1}、I_{O2}、I_{O3} は各電流センサのオフセット誤差です。
- V は位相と中性線との間の RMS 電圧です。
- ω はグリッド周波数から導かれる電気的な脈動です。

電源の外乱は、ゲイン誤差の場合とは対照的に、AC 段と DC 段の間の電力変換には関係ありません。したがって、この問題はどのような動作条件でも常に存在します。これは DC リンクに常に電圧リップルがあることで反映されます。オフセットは、グリッドのライン周波数に相当する周波数の電源の外乱をシステムに引き起こします。「**ゲイン誤差**」の章で説明したように、DC バス電圧ループは、センシング ポイントから発生する電力リップルを完全に除去することはできません。このため、制御ループと電流センシングの性能をシミュレーションする必要があります。シミュレーションに関する使用事例と条件は、以下のとおりです。

- DC バス電圧は、リップル電圧を最大化 (650V) するために最小定格電圧で動作する。
- AC 側と DC 側の間での最大限の電力交換を行うが、これは結果に影響しない。無負荷条件の場合も結果は同じである。
- オフセット誤差は単位あたりのフル測定スケールに対して定義される。±50mV の絶縁型デバイスを使用したシャント ベース設計の場合、最大スケールは ±32A。

- ワーストケースのシナリオになるように適用される 3 相のオフセットは $I_{O1} = -I_{O2} = -I_{O3}$ である。
- 電流制御ループ帯域幅はすべてのシミュレーションで一定 (3kHz) である。
- AC フィルタは、理想的なセンシングを使用した場合、公称電力でのグリッド THD を 3% に抑えることを目標に設計されている。
- 電力線の周波数は 50Hz である。

図 91 に、電流センシングとオフセット誤差が異なる AC/DC コンバータのシミュレーション結果を示します。

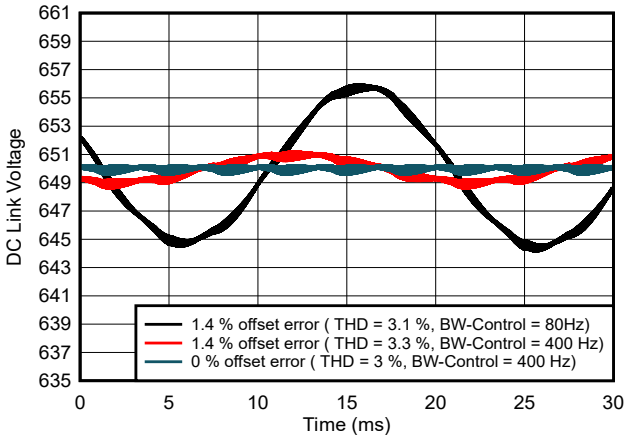


図 91. *DC リンクの帯域幅とオフセット誤差をパラメータとした場合の DC リンク電圧リップルの経時変化*

オフセット付きの電流センシング段から注入される電力リップルに起因する、DC リンク上の 50Hz リップル電圧の有無を確認します。さらに、PI コントローラの積分部分により、定常状態に達したときの電圧の平均値は、すべてのケースで変わりません。

DC リンク電圧リップルと電圧制御帯域幅の間には、明らかに重要な相関関係があります。電圧制御ループの帯域幅が十分に高い場合、制御ループはグリッドに向かう THD を犠牲にして電流ループを高速に制御することで、リップル電圧を除去しようとします。実際、制御の帯域幅が 400Hz の場合、オフセット誤差が 1.4% になると、THD が 10% 増加します (3%～3.3%)。逆に、電圧ループの帯域幅が高くない場合、電圧ループがこの変動を除去しようとするのではなく、グリッドに高調波を注入しないため、DC リンクの変動が非常に大きくなります。ただし、DC リンクに電圧リップルがあると、バッテリに許容できない電力リップルが発生する可能性があることに注意してください。さらに、電圧帯域幅が大幅に縮小されると、ステップ負荷応答の性能がかなり悪くなります。

結論として、スイッチング ノードに 1.4% のオフセット誤差を持つ電流センサを配置すると、グリッド電流 THD が 10% 以上増加する可能性があります。

ポイント C、D – AC/DC DC リンク電流センシング

この章では、AC/DC コンバータの DC リンクに使用される電流センサの設計上の考慮事項について説明します。

DC リンクの電流センサは、電力変換の基本機能に必須ではありませんが、電圧ループの電力測定、保護、フィードフォワードなどの機能を実装するためにセンサを使用することができます。

DC リンクでのセンシングは、PWM リップル周波数のフィルタリングとエネルギー ストレージに使用される DC リンク コンデンサの前後で、それぞれポイント C またはポイント D に配置できます (**図 76**)。

電流センサのオフセット、帯域幅、精度、レイテンシについて、必要な追加機能のそれぞれの最小要件を決定することを目標に、システム レベルで説明しています。ポイント C と ポイント D の両方については、多くのケースが繰り返しになるため、すべてのシナ

リオを説明しているわけではありません。ワーストケースのみを分析し、電流センサの要件を決定しました。各分析の詳細は以下のとおりです。

- **ゲイン誤差**：ゲイン誤差の影響は、ポイント C とポイント D のどちらでも同じです。このセンサに必要な最小ゲイン誤差は、電力測定とフィードフォワードについて評価する必要があります。
- **オフセット誤差**：オフセット誤差の影響は、ポイント C とポイント D のどちらでも同じです。このセンサに必要な最小オフセット誤差は、電力測定に限って評価する必要があります。オフセット誤差は、DC バス電圧 PI コントローラの積分部分から補償されるため、フィードフォワードでは重要ではありません。
- **最小帯域幅**：帯域幅の影響は、ポイント C とポイント D のどちらでも同じです。帯域幅はフィードフォワード アプリケーションに必要で、ポイント D に設定すると最も効果的です。
- **最大レイテンシ**：低レイテンシは、電力段のアクティブ スイッチを保護するために重要であるため、アクティブ スイッチに最も近いポイント C について評価されます。

帯域幅のフィードフォワード性能への影響

ポイント D に配置された電流センサをフィードフォワードに使用する場合に必要な最小帯域幅を評価するため、以下の条件を適用してシステム シミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は最小定格電圧 (650V) で動作する。
- ステップ電力は 11kW の DC リンクに印加される。
- グリッドは $400V_{RMS}$ で動作する。

シミュレーションを実行し、フィードフォワードの有無による負荷過渡性能を比較しました。図 92 に結果を示します。フィードフォワードなしの場合、負荷がかかると DC リンク電圧が大幅に降下し、コンバータの動作が不安定になる可能性があります。フィードフォワードありの場合、性能が大幅に向上し、負荷過渡応答が 1/5 に低減されます。一方、シミュレーション結果は、DC レールの電力を測定する機能に加え、警告を発することなく接続や切断が行われる負荷と一緒に配置された場合、この追加センサが非常に有用であることを示しています。

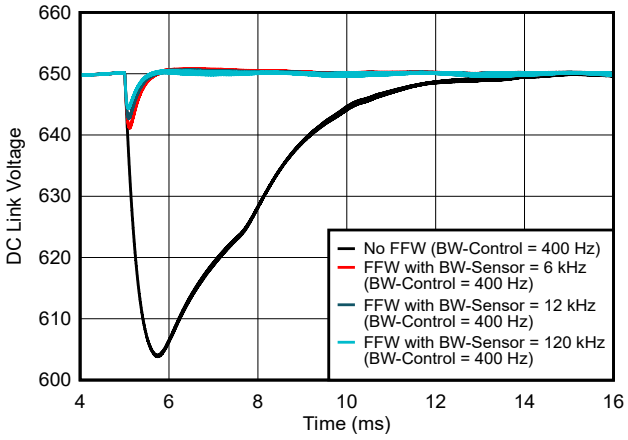


図 92. *DC リンク帯域幅をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードの有無による*

図 93 は、全体の帯域幅が dq 電流ループによって制限されているため、電流センサの帯域幅が性能向上に果たす役割はわずかであることを示しています。

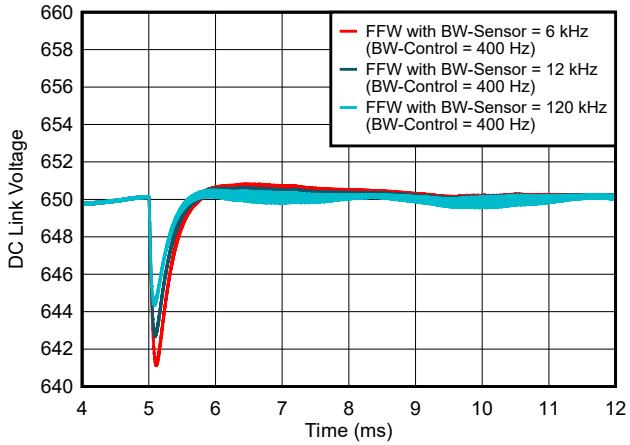


図 93. *DC リンクの帯域幅をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードあり*

まとめると、フィードフォワードの目的で電流センサをポイント D に配置する場合、< 10kHz の低帯域幅で十分ということなります。一般に、電流センサの帯域幅は電流ループの帯域幅の少なくとも 2 倍である必要があります。

レイテンシの電源スイッチ保護への影響

ポイント C はパワー デバイスに最も近いため、センシング段の最大レイテンシはポイント C についてのみ評価する必要があります。このセンサを配置すると過電流と短絡の両方を検出できますが、ループ内の寄生インダクタンスが増加するという代償が伴います。検出レイテンシは、パワー スイッチの短絡耐久時間より短くなければならないため、スイッチ技術に依存します。以下の数値はあくまで目安です。耐久時間を確認する際は、デバイスのデータシートを参照してください。

- SiC MOSFET：最大レイテンシ 1～3µs
- IGBT：最大レイテンシ 2～10µs
- GaN FET < 3µs

過電流センサのレイテンシに加えて、入力フィルタの遅延、MCU の応答時間、ゲート ドライバのターンオフ遅延も考慮する必要があります。実効ターンオフ遅延 < 1.5µs を実現するため、過電流センサのレイテンシは < 1µs でなければなりません。テキサス・インスツルメンツでは、このアプリケーション用に特別に設計された、レイテンシ <300ns の絶縁型コンパレータ製品ラインアップを提供しています。

ゲイン誤差の電力測定への影響

過渡分析：ポイント D のフィードフォワード

電流センサのゲイン誤差がフィードフォワードの性能に与える影響を評価するため、以下の動作条件でシミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は最小定格電圧 (650V) で動作する。
- t = 1ms で負荷ステップ 11kW を DC リンクに適用する。
- グリッド電圧は 400V_{RMS} である。

図 94 に示すように、ポイント D のゲイン誤差が増加しても、わずかに悪化するだけです。これは、フィードフォワード アプリケーションを考慮するとき、ゲイン誤差が重要なパラメータではないことを示しています。

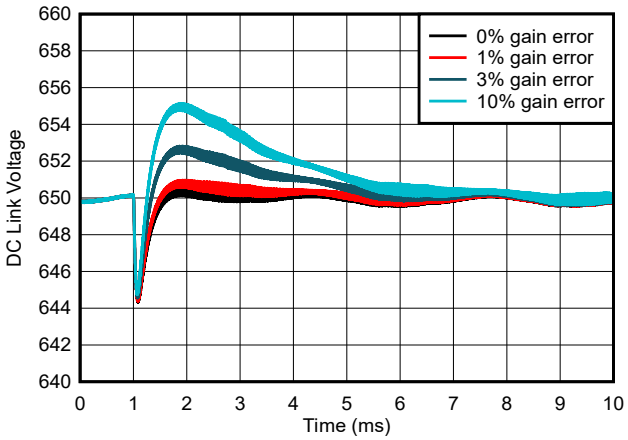


図 94. *DC リンクのゲイン誤差をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードあり*

まとめると、DC リンク電流センサのゲイン誤差は過渡負荷ステップの全体的な性能にほとんど影響することはなく、最大 3% のゲイン誤差でも許容可能な性能を実現できます。

オフセットの影響

センシング段のオフセットは、定常状態にのみ影響します。センシングがフィードフォワードの生成に使用される動的アプリケーションでは、オフセットによって生じる誤差を電圧ループが自動的に補償します。

ポイント A、B、$C_{1/2}$、$D_{1/2}$ におけるプラス要素とマイナス要素の概要および推奨製品

パワー スイッチは、過負荷または過電流によって最も損傷しやすい部品です。パワー スイッチが近接しているため、故障の高速検出が可能になり、ポイント B とポイント C のセンシングが極めて重要になります。ポイント B では、絶縁型アンプのハイサイド電源をハイサイドのゲート ドライバ電源と共有することができ、高速の過電流 (OC) 検出が可能です。ポイント B の電流センシングは、高い同相過渡耐性 (CMTI) に対応できる必要があり、この測定値は、特に GaN 設計または SiC 設計を採用する場合、電力段のスイッチング中にノイズの影響を受ける可能性があります。高精度の無効電力制御は、スイッチング ノイズから遠く離れたフィルタの背後で測定されるポイント A で可能となります。難点は、ポイント A に絶縁電源が必要になることです。低速の OC 検出しかできません。**表 12** に、各種電流センシング ポイントのプラス要素とマイナス要素を示します。**表 13** は要件をまとめたもので、各ポイントについて優れた製品の選択肢を示しています。

表 12. 電流センシング ポイント A、B、$C_{1/2}$、$D_{1/2}$ のプラス要素とマイナス要素

	A	B	C1	D1	C2	D2
高精度の電力レギュレーション	(+) (1)	(–)	(+)	(+)	(++)	(++)
フィードフォワード ループ	該当なし	該当なし	(–)	(–)	(+)	(+)
フォルト保護	(–)	(++)	(++)	(+)	(–)	(–)
電源の共有	(–)	(+)	(+)	(–) (2)	(+)	(–) (2)

(1) PCC での高精度な無効電力制御が可能 – 精度はメーカーが定義します (多くの場合 < 1%)。
(2) ポイント D_1 と D_2 には、VDC+ よりも上に位置するフローティング電源が必要です。

表 13. ポイント A、B、$C_{1/2}$、$D_{1/2}$ における電流センシングのための AC/DC 最小要件と入手可能な製品

I センシング ポイント	プライマリ アプリケーション	絶縁電源電圧	最小帯域幅	最大レイテンシ	要求される CMTI	最小精度	テキサス・インスツルメンツの製品 (ISO-)AMP| ISO-ΔΣ
A	無効電力を高精度で調整可能	フローティングが必要 (ISO-VDD1)	> 102kHz	-	低	< 3.7%	AMC3302| AMC3306M05
B	過電流保護および制御	上部ゲート ドライバから	> 102kHz	< 3.5µs	高	< 3.7%	AMC1302 | AMC1306M05 | AMC23Cxx

表 13. ポイント A、B、$C_{1/2}$、$D_{1/2}$ における電流センシングのための AC/DC 最小要件と入手可能な製品 (続き)

I センシング ポイント	プライマリ アプリケーション	絶縁電源電圧	最小帯域幅	最大レイテンシ	要求される CMTI	最小精度	テキサス・インスツルメンツの製品 (ISO-)AMP| ISO-ΔΣ
C1	負の分岐電流と故障検出	下部ゲートドライバから	-	< 1.5µs	低	< 1%	AMC1302 |AMC1306M05 | AMC3302 | AMC23Cxx| AMC22Cxx
D1	正の分岐電流と故障検出	VDC+ より上にフローティングが必要	-	< 1.5µs	低	< 1%	AMC3306M05 |AMC3302 | AMC23Cxx| AMC22Cxx
C2	負の分岐電流 と故障検出	下部ゲートドライバから	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC1302| AMC1306M05|AMC3302
D2	正の分岐電流 とフォルト保護	VDC+ より上にフローティングが必要	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC3302| AMC3306M05| AMC23Cxx| AMC22Cxx

(1) 電力を正確に測定する必要がある場合のみ、1% の精度が必要です。正確な電力制御を必要としないシステムでは 3% で十分です。

DC/DC コンバータの電流センシング

EV 充電アプリケーションで使用できる DC/DC コンバータには、さまざまな実装があります。一般的には、絶縁型アーキテクチャが選択されます。双方向トポロジとして頻繁に使用される 2 つのトポロジは、位相シフト制御を備えたデュアル アクティブ ブリッジと、共振 CLLLC 構成のデュアル アクティブ ブリッジです。両トポロジの詳細および、トポロジに電流センシングを実装する方法については、次のセクションで説明します。

位相シフト制御を備えた絶縁型 DC/DC コンバータの基本動作原理

図 95 に、位相シフト デュアル アクティブ ブリッジ (DAB) DC/DC コンバータの代表的な制御ループを示します。このシステムには、(a) 外部電圧ループと (b) 内部電流ループの 2 つの制御ループがあります。

電圧ループの場合、出力電圧は図 95 の MCU の ADC に供給されます (V_{fb} と表記)。V_{fb} はリファレンス電圧 (V_{ref} と表記) と比較されます。測定電圧とリファレンス電圧との誤差は、PID コントローラとして実現可能な補償器に供給されます。電圧ループの出力は、内部電流ループのリファレンス (I_{ref}) として使用されます。内部電流ループ (G_I) の補償器は、リファレンス (I_{ref}) とセンシングされた実際の電流値 (I_{OUT}) を比較し、この誤差を使用して、電流の方向に応じて PWM 波形の位相を先行するブリッジまたは後続するブリッジに対して調整します。定電流充電の場合、電圧ループはオプションであり、保護の目的でのみ実装できます。定電力充電には、両方のループが必要です。位相シフトの理論上の限界は ±π ですが、実際の実装ではこれよりはるかに小さくなります。

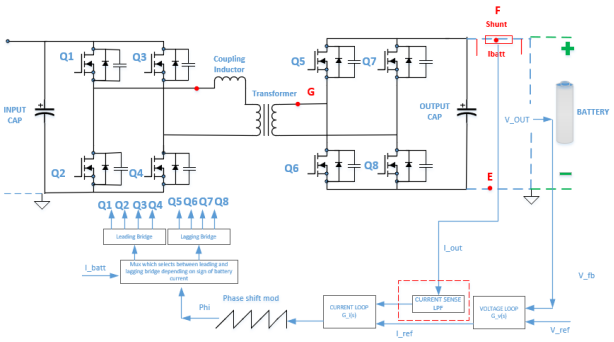


***図 95.** 位相シフト制御を備えたデュアル アクティブ ブリッジ (DAB) DC/DC コンバータの一般的な制御ループ*

ポイント E、F - DC/DC 電流センシング

このセクションでは、DC/DC 段の出力電流センシングについて説明します。**図 96** に示すように、電流センサを負のバッテリ接続 (ポイント E) または正のバッテリ接続 (ポイント F) に配置することができます。どちらも、制御ループのレギュレーションの観点から見れば同じです。ポイント F では電流センサの電源は VBAT+ よりも上にフローティングされていますが、ポイント E では電源は下部ゲートドライバから導出することができます。

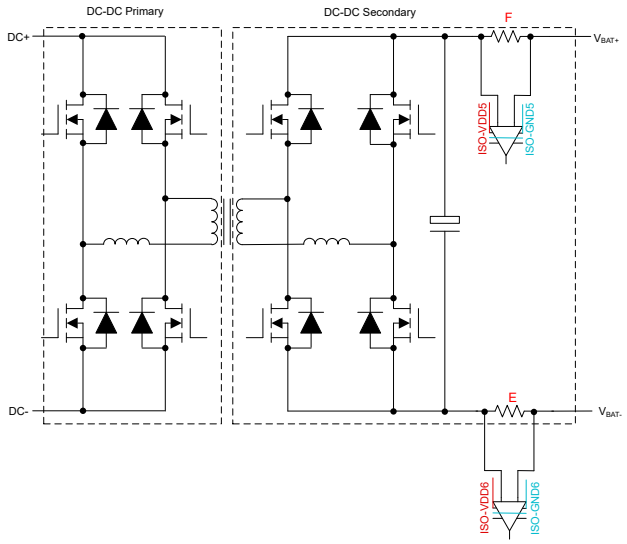


***図 96.** 電流センシング ポイント E、F*

電流センサのゲイン誤差、オフセット誤差、帯域幅が DC/DC コンバータの性能に及ぼす影響を評価するため、シミュレーションには **図 75** に示すモデルを使用しました。

帯域幅の影響

このシミュレーションでは、位相シフト制御付きのデュアル アクティブ ブリッジを 100kHz のスイッチング周波数で動作させ、純抵抗 10Ω の負荷に 20A の固定電流を供給する定電流源出力として構成していします (その結果、4kW 負荷に相当する 200V DC 出力が得られます)。

t1 = 2ms の時点で、負荷は 10Ω から 20Ω に変化します。その結果、電流はすぐに 10A まで減少します (その時の電圧は 200V なので)。しばらくすると、制御ループは 20A の定電流に戻るようにレギュレーションを開始し、これにより出力電圧を強制的に 400V DC に上昇させます (その結果、負荷は 4kW から 2kW に変化します)。出力電流の過渡応答を、**図 97** に示します。

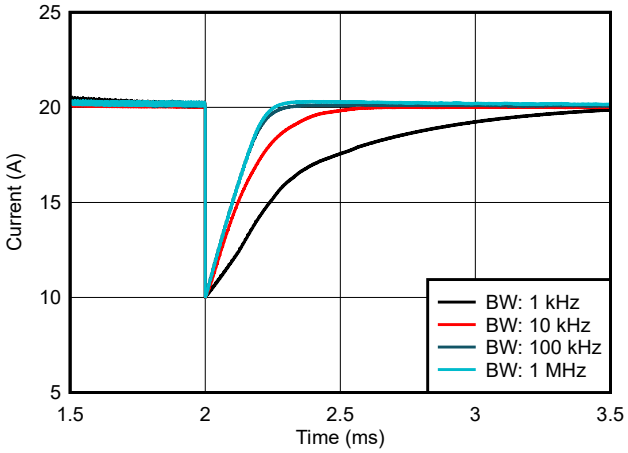


図 97. *DC/DC ステップ負荷応答と電流センサ帯域幅との関係*

図 97 に、異なる帯域幅設定または制御ループ内の電流センサの、同じ負荷ステップに対する応答を示します。電流センサの帯域幅がわずか 1kHz なので、セトリング時間が 1.6ms と長くなります。帯域幅を 10kHz と 100kHz に広げると、セトリング時間 (終了値の 90%) がそれぞれ 0.6ms と 0.3ms に短縮されます。電流センサの帯域幅をさらに広げても、過渡応答は大幅には改善されません。これは、セトリング時間が電流ループの制御ループ帯域幅によって制限されるためです。この帯域幅は 10kHz に設定されています。

結論として、コンバータ出力での負荷ステップ変動に対して、セトリング時間を <1ms に維持するためには、帯域幅が 100kHz より低いポイント E または F にある 電流センサで十分です。

ゲイン誤差の影響

電流センサにはゲイン誤差があり、制御ループの精度に影響する可能性があります。**図 75** に示す電流センサ モデルでシミュレーションを実行し、コンバータのターンオン時のセトリング時間を調査しています。センサの帯域幅を 100kHz に設定し、ゲイン誤差 0%、1%、2% を選択しました。誤差の影響を **図 98** に示します。

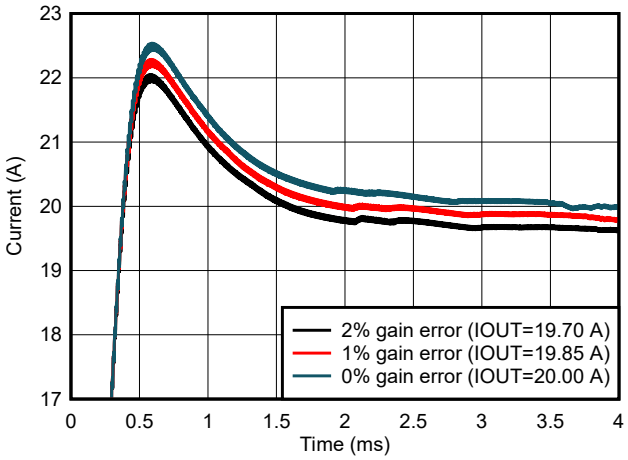


図 98. *定常状態の出力電流誤差と電流センサのゲイン誤差との関係*

センサの帯域幅がすべてのケースでセトリング時間を定義しているため、負荷変化後のセトリング時間はほぼ同じです。つまり、ゲイン誤差がセトリング時間に大きな影響を与えることはありません。ただし、出力電流が落ち着く値には影響します。このシミュレー

ションによると、電流センサのゲイン誤差が 1% の場合、出力電流の残りの一定誤差は理想的な 20A より約 0.66% (約 0.15A) 低くなります (電流センサのゲイン誤差が 2% の場合、理想的な 20A の出力電流よりそれぞれ約 1.33%/0.32A 低くなります)。

ゲイン誤差は、電流のフルスケールに対する誤差として定義されます。この例では、フルスケール電流は 32A です。つまり、20A の電流では、結果として生じるゲイン誤差はフルスケールの約 2/3 (約 0.66%) にすぎません。フルスケール誤差が 2% の場合、残りの出力電流誤差は約 1.33% に落ち着きます。

出力電流が 1% ウィンドウ内で落ち着く必要がある場合、電流センサのフルスケール ゲイン誤差は 1% を超えてはなりません。

オフセット誤差の影響

この章では、DC/DC コンバータのオフセット誤差について調べます。**図 99** に示すセトリング時間のシミュレーションでは、同じ制御ループ設定、100kHz の電流センサ帯域幅、0% の電流センサのゲイン誤差を想定しています。オフセット誤差は 0%、1%、2% と変化させています。

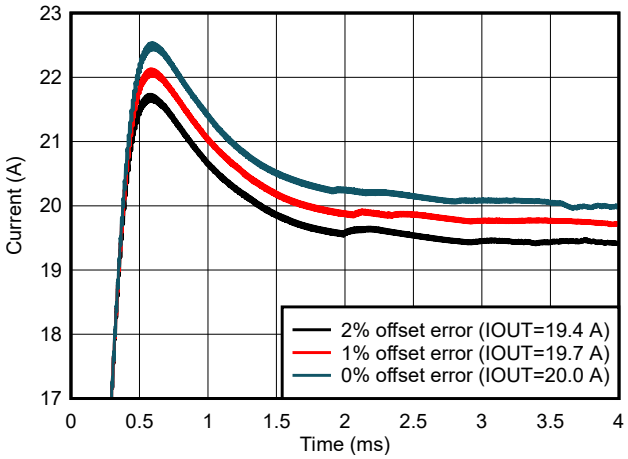


***図 99.** 定常状態の出力電流誤差と電流センサのオフセット誤差との関係*

この場合も、オフセット誤差はセトリング時間に影響されません。セトリングされた出力電流に大きく影響します。オフセット誤差が 1% の場合、電流出力は 1.5% または 0.3A 低くなります (オフセット誤差が 2% の場合、電流出力はそれぞれ 3% または 0.6A の誤差を示します)。

ゲイン誤差と同様に、オフセット誤差はフルスケール誤差に対して示されます。この例では、フルスケール電流は 32A でした。これは、1% の誤差の場合、絶対誤差が 0.3A であることを意味します (2% の場合、絶対誤差は 0.6A)。シミュレーションによると、この結果は正確です。

出力に対して比例するゲイン誤差とは異なり、オフセット誤差はコンバータに設定された出力電流に対して絶対値で加算されます。オフセット誤差は、較正されるか、フィードフォワード手法 (既知の誤差を出力に加算する) によって補償されます。

まとめると、ゲイン誤差とオフセット誤差はどちらも、電流センサが制御ループの帯域幅を制限しない程度に高い帯域幅を持つ限り、制御ループのセトリング時間に影響しません。ゲイン誤差とオフセット誤差の両方は、DC チャージャ出力の精度に影響します。**表 11** に定義されている EV チャージャの目標仕様では、電流センサの帯域幅が 10kHz～100kHz で、(ゲインとオフセットの両方の) 合計誤差が 1% 未満である必要があります。こオフセット較正を使用して、目標を達成してください。

ポイント G - DC/DC タンク電流センシング

このセクションでは、スイッチング タンクであるポイント G での電流センシング要件について詳しく説明します。共振 CLLLC 双方向絶縁型 DC/DC コンバータでは、同期整流にゼロクロス検出 (ZCD) が必要です。これによって、導通損失が低減され、システム効率が向上します。

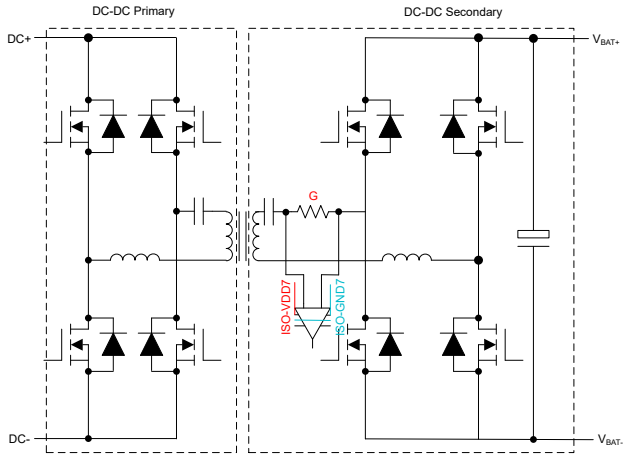


図 100. *絶縁型 DC/DC コンバータの 1 次側タンクまたは 2 次側タンクでの電流センシング*

図 100 では、2 本の緑色のカーソル線で、ゼロクロスから 2 次側 FET ターンオンまでの伝搬遅延を示しています。

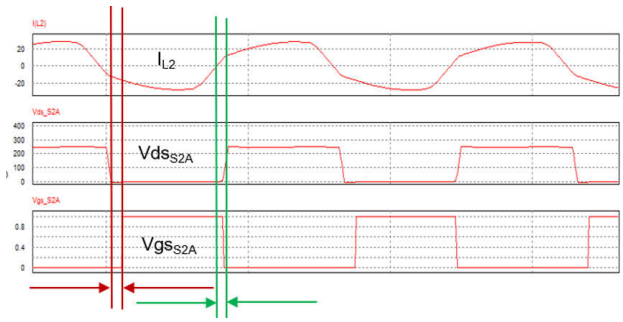


図 101. *ゼロクロス検出の伝搬遅延*

CLLLC トポロジでの ZCD 回路の最新の実装は、共振コンデンサと直列に、電流トランス (CT) またはロゴスキー コイルを 1 次側と 2 次側に配置することです。CT またはロゴスキー コイルによるアプローチにおける一般的な伝搬遅延は、100ns～200ns です。この遅延は CLLLC トポロジに大きな損失を引き起こし、DC/DC コンバータの全体的な効率に負の影響を及ぼす可能性があります。ピーク電流が約 30A、共振スイッチング周波数が 500kHz、ターンオン遅延が 100ns であると想定すると、FET がオンになるまで、ボディ ダイオード (順方向電圧 4.5V) が 9.3A を流します。これにより、FET あたりのピーク時のエネルギー損失は 約 42W になります。

図 102 は別のアプローチです。ここでは、共振コンデンサ電圧と微分回路を組み合わせて実装し、正弦波電流を再現しています。再現された正弦波信号は、さらに差動からシングルエンドへの OPA (OPA354) と ZCD 用高速コンパレータ (TLV3501) によって処理されます。

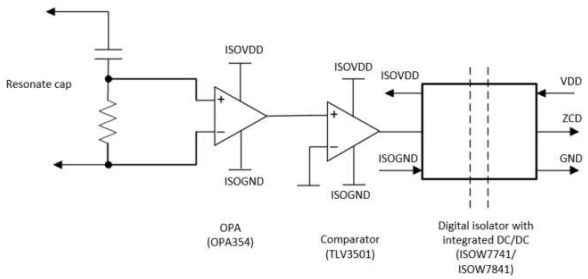


図 102. *ISOW7741、ISOW7841 を使用した ZCD 回路*

ゼロクロス信号は、デジタル アイソレータ (ISOW7741 または ISOW7841) によって絶縁されます。これらのデジタル アイソレータは、OPA デバイスとコンパレータ デバイス用の絶縁電源を生成する絶縁型 DC/DC コンバータを内蔵しています。OPA354、TLV3501、ISOW7741 の伝搬遅延はそれぞれ 0.6ns、4.5ns、10.7ns で、設計全体の合計伝搬遅延は 15.8ns となり、CT またはロゴスキー コイルによるアプローチの約 1/10 になります。前の例と同じスイッチング周波数とピーク電流を想定すると、FET あたりのピーク時のエネルギー損失は 42W から 6.7W に低減するだけです (全体的な効率にプラスの影響を与えます)。

センシング ポイント E、F、G の概要と推奨製品

表 14 に、電流センシング ポイント E、F、G のプラス要素とマイナス要素を示します。フォルト保護は、電流センサでは十分速く検出できないため、スマート ゲート ドライバで処理する必要があります。**図 102** に示す新しい ZCD を使用すると、電力損失を大幅に改善できます。

表 14. 電流センシング ポイント E、F、G のプラス要素とマイナス要素

	E	F	G
高精度の電流出力レギュレーション	(+)	(+)	(–)
過電流フォルト保護	(–)	(–)	(+)
電源供給が簡単	(+)	(–) (1)	(–)
ZCD	該当なし	該当なし	(+)

(1) ポイント F には VOUT+ よりも上に位置するフローティング電源が必要です。

表 15. ポイント E、F、G の電流センシング用製品

I センシング ポイント	コメント、課題	絶縁電源電圧	最小帯域幅	最大レイテンシ	CMTI	最小精度	製品 (ISO-)AMP | ISO-ADC
E	負の分岐電流と故障検出	下部ゲート ドライバから	> 10kHz	–	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 | AMC23Cxx| AMC22Cxx
F	正の分岐電流と故障検出	OUT+ よりも上に位置する フローティングが必要	> 10kHz	–	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 | AMC23Cxx| AMC22Cxx
G	ZCD 用	上部ゲート ドライバから	> 1MHz	< 200ns	高	–	OPA354| TLV3501| ISOW7841| ISOW7741

まとめ

DC 充電ステーションにおける電力変換システムの制御ループ レギュレーション性能は、帯域幅、ゲイン誤差、オフセット誤差などの電流センサのパラメータに大きく影響されるものです。

このアプリケーション ノートでは、さまざまな特長に基づく電流センサの最小要件について、AC/DC と DC/DC のシステム シミュレーションを定義しています。この資料に記載している各結果は、DC 充電ステーションにおいて、シャント ベースの設計が低消費電力であることにより、すべての測定ポイントで同等、さらにはより高い性能を発揮できることを示しています。シャント ベース電流センシングの課題は、低レイテンシのゼロクロス電流検出を達成する必要がある場合に、DC/DC コンバータのスイッチング ノードで見つかりました。電流のゼロクロスを検出する別の方法を提案しています。

結論として、このアプリケーション ノートで適用されている手法は 11kW のシステムだけに有効なのでではなく、より大きな出力にまで応用することが可能で、電流センサを選択する際の適切なガイドラインにつながるものです。

参考資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『**AMC1302 高精度、±50mV 入力、強化絶縁型アンプ**』データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、『*AMC1306x 高 CMTI、小型、高精度の強化絶縁型デルタ-シグマ変調器*』データシート **SBAS734**
3. テキサス・インスツルメンツ、『**AMC3302 DC/DC コンバータ内蔵、高精度、±50mV 入力、強化絶縁型アンプ**』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『**AMC3306M05 DC/DC コンバータ内蔵、高精度、±50mV 入力、強化絶縁型デルタ シグマ変調器**』データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、『**ISOW784x 高効率低放射 DC/DC コンバータ内蔵、高性能、5000VRMS 強化型クワッド チャネル デジタル アイソレータ**』データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、『**ISOW774x 低放射低ノイズ DC/DC コンバータ内蔵、クワッド チャネル デジタル アイソレータ**』データシート
7. テキサス・インスツルメンツ、『**電源の伝導 EMI 仕様の概要**』マーケティング ホワイト ペーパー
8. テキサス・インスツルメンツ、『**TIDA-01606 10kW、双方向、3 相、3 レベル (T タイプ) インバータと PFC**』リファレンス デザイン
9. テキサス・インスツルメンツ、『**TIDA-010210 GaN 使用、11kW、双方向、3 相 ANPC**』リファレンス デザイン

10. テキサス・インスツルメンツ、『TIDA-010054 レベル 3 電気自動車 (EV) 充電ステーション向け、双方向、デュアル アクティブ ブリッジ』リファレンス デザイン
11. テキサス・インスツルメンツ、『3 相グリッド接続アプリケーション向け、C2000 ™マイコンを使用するソフトウェア フェーズ ロック ループ (PLL)』アプリケーション ノート
12. テキサス・インスツルメンツ、『低スイッチング周波数コンバータのためのマルチレート高調波補償制御の方式、モデル化、分析』

絶縁型コンパレータを使用して電動モーター ドライブの故障を検出

はじめに

電動モーター ドライブは、可変周波数の出力を電動モーターに提供する電気システムで、暖房と空調、換気、ポンプ、コンプレッサ、エレベータなどの産業用ロード、またコンベヤ ベルト、鉱業、製紙機器などのファクトリ オートメーション ロードも該当します。

産業環境で使用される電動モーター ドライブは、高温や高湿度、AC 電源ラインの変動、機械的過負荷などの条件にさらされます。ユーザーは、効率の向上と信頼性の向上を求めています。IGBT (絶縁型ゲート バイポーラ トランジスタ) などのパワー半導体デバイスのスイッチング速度は継続的に向上しており、スイッチング速度を高速化する SiC (シリコン カーバイド) や GaN (窒化ガリウム) などのワイド バンドギャップ技術がますます採用されています。スイッチング速度の高速化とシステムの信頼性向上のニーズが高まっている現状で、最新のモーター ドライブ システムは産業用機器のダウンタイムを最小化するために、複数の障害イベントを検出して対処する必要があります。

この記事では、さまざまな障害イベントの優先レベルと影響、およびそれらを検出してモーター ドライブ回路の損傷を防止する方法を解説します。

電動モーター ドライブの概要

図 103 に示すように、電動モーター ドライブ システムは AC 商用電源から電力を取り込み、DC 電圧に整流し、複雑な帰還制御アルゴリズムによる負荷の要求に応じて DC を可変の振幅と周波数で AC に逆変換します。

モーター ドライブ システムには通常、「高電圧」ドメインと「低電圧」ドメインという 2 つの電圧ドメインがあります。マイコンまたはデジタル信号プロセッサは、通常は低電圧ドメインに配置され、3 相 IGBT 電力段から帰還信号 (電圧、電流、温度など) を受信し、パワー スイッチング トランジスタや他のハイサイド電源回路を制御するためのパルス幅変調信号を生成します。このようなシステムは、高電圧回路を低電圧回路から絶縁するために、回復力が高く信頼性の高いガルバニック絶縁を必要とします。絶縁アーキテクチャにより、モーター ドライブ システムの信頼性の高い動作が可能になり、高電圧回路と低電圧回路の間のグランド・ループを切断することで高価な回路の損傷を防止し、高電圧から人間のオペレータを保護することができます。

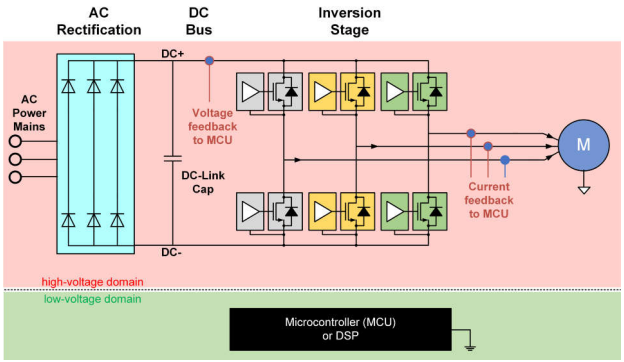


図 103. *AC 入力電動モーター ドライブのブロック図*

電動モーター ドライブの障害イベントについて

電動モーター ドライブは、いくつかの電気的障害イベントの影響を受けやすくなっています。**図 104** に示すように、隣接するパワー スイッチング トランジスタ 1 と 2 が誤って同時にオンになった場合に貫通電流障害が発生します。この障害は、電磁干渉、スイッチング トランジスタを制御するマイコンの誤動作、または単にスイッチング トランジスタの磨耗など、いくつかの理由で発生する可能性があります。この障害は DC リンク コンデンサを短絡させ、致命的な障害を引き起こし、過熱、火災、さらには爆発に至る可能

性があります。したがって、貫通電流障害を検出し、パワー スイッチング トランジスタを非常に迅速にオフにするなどの是正措置を講じることが不可欠です。

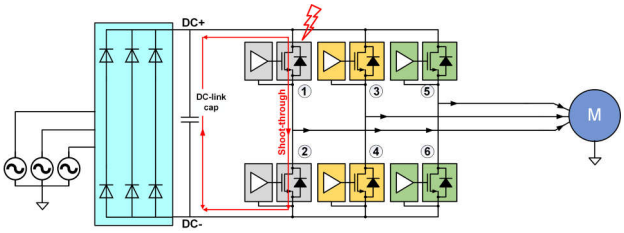


図 104. *電動モーター ドライブの貫通電流障害。*

図 105 に示すように、モーター ケーブル、モーター ケース、またはモーター巻線がグランドに短絡したときにグランド障害が発生します。このようなグランドへの短絡は、長時間にわたる温度または電圧のオーバーストレス条件によって生じる絶縁体の誘電体強度の低下が原因で発生する可能性があります。旧式のモーターやケーブルは、地絡事象の影響を受けやすく、人間のオペレータが感電のリスクにさらされる可能性があります。したがって、地絡が発生した場合、モーターの巻き戻しや交換など、検出と是正措置が必要になります。

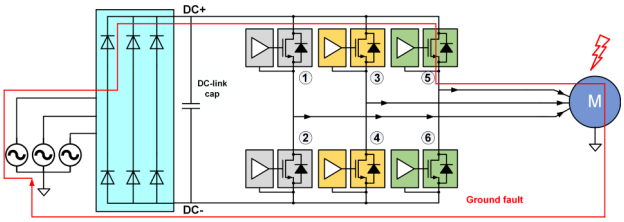


図 105. *電動モーター ドライブの地絡。*

図 106 に示すように、固定子の 2 つの相の 2 つの巻線の間に絶縁破壊が発生したときに、相間短絡障害が発生します。これらの相間短絡は、温度または電圧のオーバーストレス条件によって長時間にわたる絶縁体の誘電体強度の低下が原因で発生する可能性があります。この短絡が原因で、固定子の電流が大幅に増加し、出力段の IGBT が損傷する可能性があります。古いモーターとケーブルは、相間短絡の影響を受けやすくなります。地絡と同様、相間障害が発生した場合、モーターの巻き戻しや交換など、検出と是正措置が必要になります。

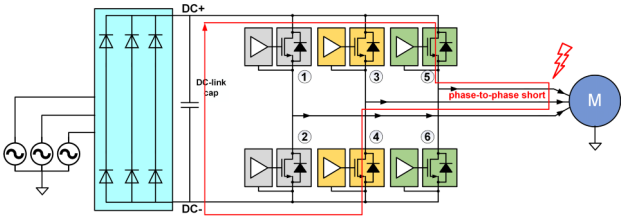


図 106. *電動モーター ドライブでの相間短絡。*

過電圧はいくつかの理由で発生します。遮断中のモーターから DC リンク レールへのバック インジェクション、AC 電源の異常な回路負荷の不十分なレギュレーション、配線エラー、絶縁障害などです。過電圧は、電圧過大ストレスや過剰な電流を引き起こす可能性があり、DC リンク コンデンサと IGBT の損傷、電気的絶縁の劣化、モーター ドライブ システムの損傷または寿命の短縮を招く可能性があります。貫通電流、地絡、相間短絡を中断または低減し、過渡的な過電圧状態を防止することにより、IGBT を流れる熱エネルギーを制限することが非常に重要です。

電動モータードライブで信頼性の高い検出と保護を実現

モーター ドライブ回路の損傷を防止するために、設計者は複数のレベルで信頼性の高い検出と保護を実現する必要があります。IGBT などのパワー スイッチング トランジスタは、耐用時間が比較的短く (10µs 未満)、過度の電流によって急速に過熱し、損傷を受ける可能性があります。

電流制限ヒューズとサーキット ブレーカは過電流保護に優れていますが、応答時間が遅く、ユーザーの介入が必要です。多くの場合、障害発生時に保護を行う最後の手段になります。

これらの障害条件を検出してモーター ドライブを迅速に保護するために、モーター ドライブ内の重要な電気経路で電流と電圧を検出するソリューションがあります。測定された電流と電圧は、パワー スイッチング トランジスタやサーキット ブレーカなどのハイサイド電源回路を制御するホスト マイコンによって受信されます。過電流や過電圧フォルトを抑制するために、ホスト マイコンは電源をオフにするか、パワー トランジスタのスイッチング特性を変更するか、サーキット ブレーカをトリップします。

図 107 に、短絡電流、過電流、低電流、過電圧、低電圧、過熱フォルト検出シナリオにおけるテキサス・インスツルメンツ (TI) の **AMC23C14** 低レイテンシ強化絶縁型コンパレータ ファミリを示します。これらのデバイスには、調整可能なコンパレータ スレッショルド機能が組み込まれており、電源用のハイサイド ロードロップアウト レギュレータが含まれており、8 ピンのスモール アウトライン IC パッケージでサブ 0.5µs の応答時間を実現しています。

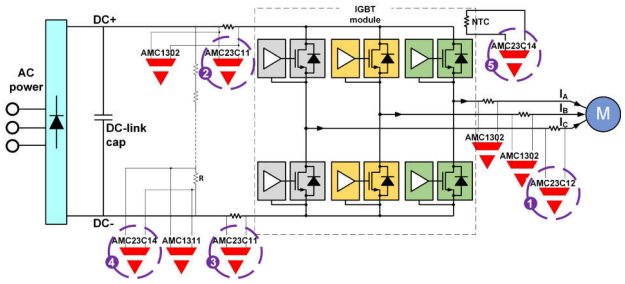


図 107. *電動モータードライブでの超高速故障検出。*

次に、電動モーター ドライブで使用する **AMC23C14** 絶縁型コンパレータ ファミリのいくつかの使用事例を確認します。

使用事例 1:双方向の同相過電流検出

図 108 に、双方向の同相過電流検出に **AMC23C12** を使用する方法を示します。

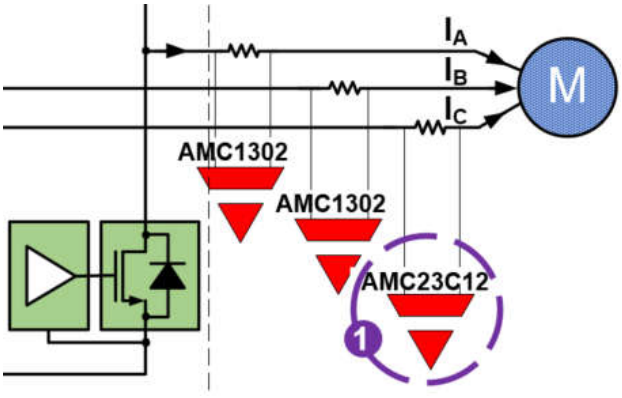


図 108. *双方向の同相過電流検出。*

完全に動作する 3 相 AC モータードライブ システムでは、ブレーキまたは動作条件 (IA + IB + IC = 0) に関係なく、AC モーターに供給する 3 相電流の合計はゼロになる必要があります。

2 相で測定した電流からローエンドからミッドエンドのモータードライブの 3 相電流を計算すると、コスト削減に役立ちます。電気的障害イベントを検出するために、3 相の電流を監視することをお勧めします。絶縁型アンプまたは絶縁型変調器を使用して電流センサを 3 相に配置することもできますが、簡素化、コスト効率、ソリューション サイズを実現するために、強化絶縁型ウィンドウ コンパレータ **AMC23C12** を使用することもできます。AMC23C12 は双方向の過電流検出機能を持ち、ウィンドウ コンパレータが内蔵されています。

図 108 の位置 1 に示すように、シャント抵抗によって AMC23C12 強化ウィンドウ コンパレータが検出する電圧降下が発生します。AMC23C12 にはオープン ドレイン出力 OUT があり、過電流検出のため、入力電圧がリファレンス ピンの電圧について事前定義されたスレッショルド値を超えるとアクティブに Low にプルされます。**図 109** に、過電流イベント出力波形を示します。

過電流と短絡の両方を検出するには、AMC23C14 デュアル ウィンドウ コンパレータを使用できます。

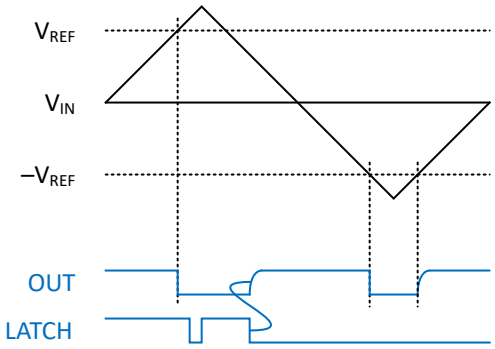


図 109. *AMC23C12 ドライバの出力波形。*

使用事例 2:DC+ の過電流検出

図 110 の位置 2 に示すように、**AMC23C11** は DC+ 過電流検出に適しています。

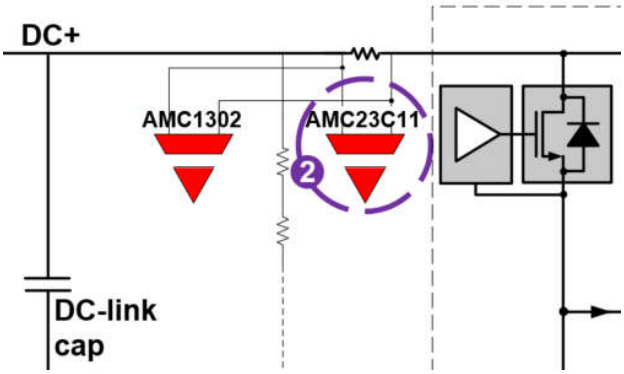


図 110. *DC+ の過電流検出。*

図 111 に、過電流イベント出力波形を示します。AMC23C12 と同様に、AMC23C11 はオープン ドレイン出力 OUT を備えており、入力電圧が基準ピンの電圧についてあらかじめ定義されたスレッショルド値を超えるとアクティブに Low にプルします。AMC23C11 は、ラッチがクリアされた後でのみ出力をクリアする LATCH 入力ピンを備えたラッチ モードもサポートしています。過電流と短絡の両方を検出する必要がある場合は、AMC23C14 を使用して、過電流と短絡を検出する 2 つのスレッショルド レベルをそれぞれ設定できます。

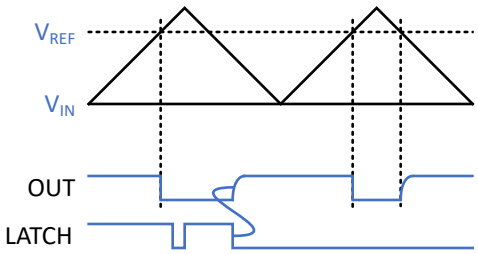


図 111. *AMC23C11 出力波形。*

使用事例 3:DC– 過電流または短絡の検出

使用事例 2 で説明した詳細と同様に、AMC23C11 を使用して DC – ラインの過電流を検出することもできます。過電流と短絡の両方を検出する必要がある場合は、AMC23C14 を使用して、過電流と短絡を検出する 2 つのスレッショルド レベルをそれぞれ設定できます。

使用事例 4:DC リンク (DC+ から DC –) の過電圧および低電圧の検出

モータードライブを適切に動作させるには、DC リンク電圧を規定の範囲内にする必要があります。AMC23C14 は、過電圧および低電圧状態を検出するための優れた選択肢になります。

図 112 の位置 4 に示すように、分圧抵抗回路の下側抵抗によって電圧降下が発生し、AMC23C14 デュアル強化ウィンドウ コンパレータによって検出されます。

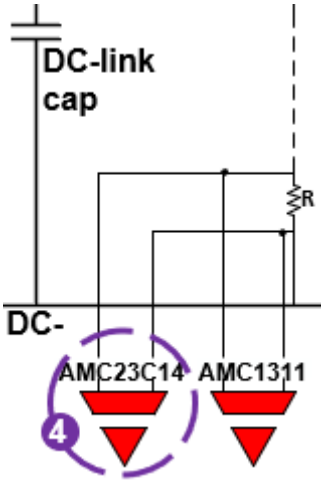


図 112. *DC リンクの過電圧および低電圧の検出。*

AMC23C14 は 2 つのオープン ドレイン出力 OUT1 および OUT2 (各ウィンドウ コンパレータに 1 つ) を備えています。OUT1 は、低電圧検出のため、入力電圧がリファレンス ピンの電圧について事前定義されたスレッショルド値を超えるとアクティブに Low にプルされます。OUT2 は、過電圧検出のため、入力電圧が内部の 300mV リファレンスによって定義されたスレッショルド値を超えるとアクティブに Low にプルされます。**図 113** に、過電圧および低電圧イベントに対する OUT1 および OUT2 出力を示します。過電圧検出のみが必要な場合は、AMC23C11 を使用できます。

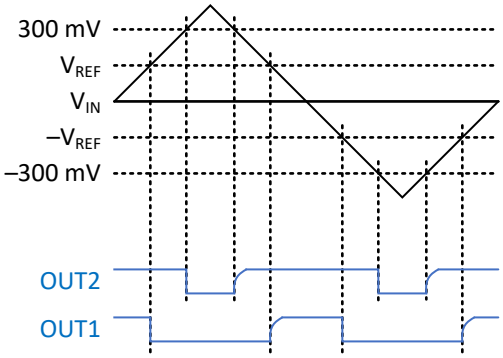


図 113. *AMC23C14 の出力波形。*

使用事例 5:IGBT モジュールの過熱検出

図 114 に示すように、長期的な過負荷状態を検出するために、通常は負の温度係数を持つサーミスタ (NTC) を IGBT モジュール内に配置します。これらの NTC 端子はメイン電源ボードに接続されており、AMC23C14 を使用して過熱を検出できます。

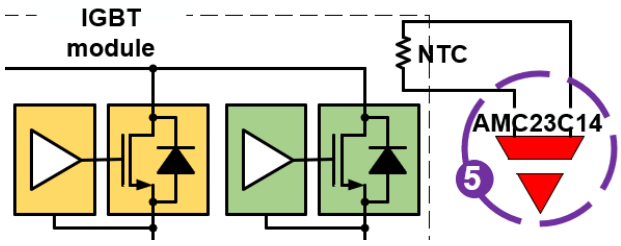


図 114. *IGBT モジュールの過熱検出。*

過熱イベントの出力波形を、図 115 に示します。ここで、入力電圧が 300mV の内部リファレンスによって定義されたスレッショルド値を超えると、OUT2 は High になります。AMC23C14 のリファレンス ピンは、NTC をバイアスできる 100µA の電流源に接続します。

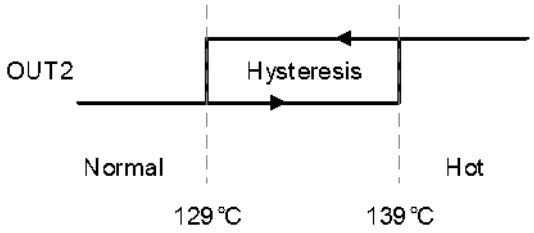


図 115. *AMC23C14 出力波形。*

システムの信頼性向上を求める需要が高まり、より高速なスイッチング デバイスの採用が求められている現状で、低レイテンシの強化絶縁型コンパレータである **AMC23C14** ファミリは、電動モーター ドライブで高精度かつ高速な検出を実現するうえで不可欠なニーズに対応します。

モーター ドライブにおける UCC23513 フォトカプラ互換絶縁型ゲートドライバ向けディスクリート DESAT

概要

強化絶縁型ゲート ドライバは産業用モーター ドライブ用の 3 相インバータの重要な部品であり、DESAT はこれらのアプリケーションにおける過電流保護 (OCP) または短絡保護 (SCP) のための最も一般的なアプローチです。このアプリケーション ノートでは、絶縁型コンパレータ AMC23C11 を使用してディスクリート DESAT を実装したフォトカプラ互換の 6 ピン強化絶縁型ゲート ドライバ UCC23513 に基づいて、小型フォーム ファクタでコストを最適化した設計を説明します。この組み合わせにより、DESAT 保護機能を内蔵した 16 ピン パッケージのスマート ゲート ドライバと比較して、PCB サイズの小型化と低コスト化を実現し、小型モーター ドライブのアプリケーションにおける柔軟性を高めることができます。また、DESAT 機能のアプリケーション パラメータを柔軟に設定できる設計になっています。

はじめに

モーター ドライブ用の 3 相インバータでは、異常な動作条件に起因する損傷からシステムを保護するために、OCP と SCP が重要です。シャント ベースのシステム レベル OCP または SCP は、多くの場合、負の DC バスまたは 3 つのローサイド スイッチを流れる電流をセンシングすることで実装されます。特に、フォーム ファクタとシステム コストが重視される低消費電力で小型のモデルの多くで顕著です。このような保護は、アーム シュートスルーや位相間の短絡といった一般的に見られるフォルト パターンに対して効果的です。ただし、**図 116** に示すように、フォルト電流がハイサイド スイッチを流れるときは、どちらもグランドの短絡を検出できません。ゲート ドライバの DESAT 機能は、このような故障からパワー スイッチを保護するために有用です。実際に、デバイス レベル DESAT 保護は、3 相インバータのこれらすべてのフォルト モードに効果的であるため、多くの高電力、高性能モデルで広く使用されています。

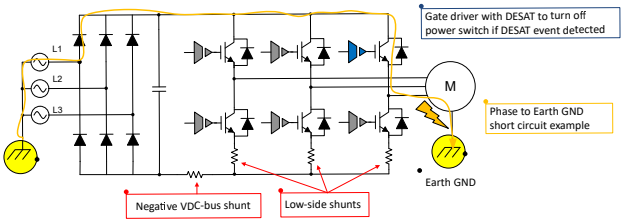


図 116. *3 相インバータにおける地絡による短絡*

多くの産業用モーター ドライブには回生ブレーキ スイッチもあり、回生ブレーキ動作中に電圧が高くなりすぎた場合に負の VDC バスへの電流をシャントしてバルク コンデンサを放電します。通常、このブレーキ抵抗は外付けで、ドライブの特定の端子でシステムに接続する必要があります。この抵抗の接続を誤ったり、抵抗値が非常に小さいものを誤って使用した場合、**図 117** に示すように、システム コントローラによってブレーキ動作が開始されると過電流フォルトが発生する可能性があります。この場合、ゲート ドライバの DESAT 機能を使用して問題を検出し、パワー スイッチを適時に保護することができます。

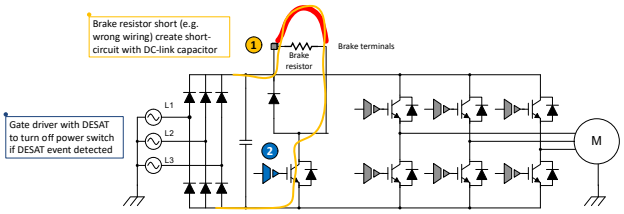


図 117. *外付けブレーキ抵抗端子の配線ミスによる短絡*

これらの故障からシステムを保護するための一般的なアプローチでは、CMOS 入力を備えた UCC21750 強化絶縁型ゲート ドライバなど、DESAT 機能を備えた絶縁型スマート ゲート ドライバを使用します。**図 118** に示すように、DESAT ピンは、IGBT がオンしたときの V_{CE} の電圧降下を監視します。この電圧降下が上昇し、設定されたスレッショルドに達したら、過電流または短絡が発生していることを意味し、ゲート ドライバの出力は一度に Low にプルされ、フォルト出力が作動して、システム コントローラにフォルトを通知します。

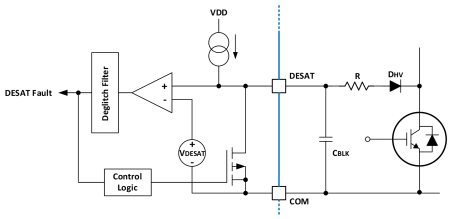


図 118. *DESAT 保護機能内蔵 UCC21750*

DESAT 機能を内蔵した絶縁型ゲート ドライバに関するシステムの課題

図 119 に示すように、DESAT 機能を内蔵した強化絶縁型スマート ゲート ドライバは 16 ピン SOIC パッケージで供給されるのが一般的ですが、これはストレッチ SO-6 パッケージの DESAT 機能を内蔵していない小型ゲート ドライバに比べてはるかに大きいサイズになります。このような 3 相インバータのデバイスをパワー インバータ PCB 上に 6 つ配置することを考慮すると、パッケージの長さはそれに応じて長くなります。長さが短いコンパクトなデバイスを使用する設計なら、PCB サイズで有利になります。回生ブレーキ パワー スイッチの場合でも、より小型のゲート ドライバを使用することで、アプリケーションのレイアウト面積を大幅に削減することができます。ただし、このようなゲート ドライバでは、アプリケーション回路のシンプルさとコスト上の理由から、過電流保護機能が犠牲になっています。

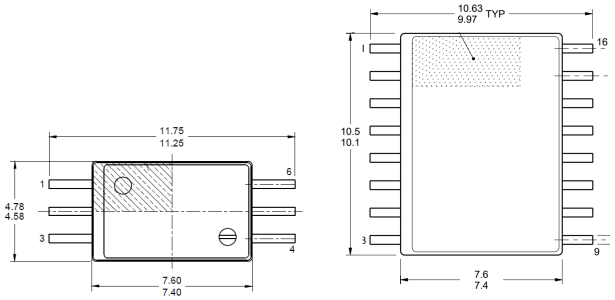


図 119. *パッケージ サイズの比較：SO-6 と SOIC-16*

別のアプローチとしては、DESAT なしのより小さいフットプリントの小型ゲート ドライバを使用し、絶縁型コンパレータを使って DESAT 機能をディスクリート実装する方法があります。

3 つのローサイド スイッチと 3 つのハイサイド スイッチのどちらかで DESAT 機能のみを必要とする回路構成の場合、このディスクリート DESAT 設計により、6 つのスイッチすべてで同じ 6 ピン強化絶縁ゲート ドライバを使用できるため、1 つのアプリケーション システムでシンプルなゲート ドライバとスマート ゲート ドライバが混在するのを回避できます。外付けの DESAT 機能は、ローサイドとハイサイドのゲート ドライバにそれぞれ追加できます。このディスクリート DESAT 実装により、アプリケーション設計に DESAT 電圧、DESAT バイアス電流、DESAT 検出ブランキング時間、DESAT 出力グリッチ除去フィルタのパラメータを柔軟に設定できるようになり、PWM スイッチング ノイズに対する耐性を向上させることができます。

UCC23513 および AMC23C11 を使用したシステム アプローチ

UCC23513 は、4A ソース、5A シンク、5.7kV$_{RMS}$、フォトカプラ互換、シングル チャネル強化絶縁型ゲート ドライバです。AMC23C11 は、可変閾値電圧、ラッチ機能を有する、高速応答、強化絶縁型コンパレータです。この 2 つのデバイスを組み合わせて使用することで、小型のゲート ドライバで外付けの DESAT を実現し、絶縁を強化しながら小型の回路フォーム ファクタを維持することができます。

システムの概要と主な仕様

図 120 に、本提案の回路の概略ブロック図を示します。ここではパワー スイッチとして IGBT を使用していますが、若干の変更でパワー MOSFET にも適した設計となっています。

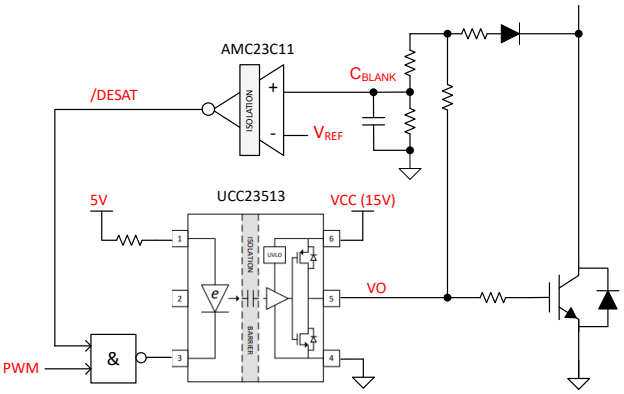


***図 120.** システムの概略ブロック図*

NAND ゲートを使用することで、PWM 入力が High のときのみ V_{CE} を監視する機能を実現しています。センシングされた V_{CE} が DESAT スレッショルド VREF を超えると、チップはゲート ドライバの入力をディセーブルします。アプリケーション回路の主要なパラメータを、**表 16** に示します。

表 16. 設計に関する主要なシステム パラメータ

パラメータ	値	コメント
強化絶縁型ゲート ドライバ	UCC23513 または UCC23511 (1)	6 ピン DWY (SO-6) パッケージ。図 2-1 を参照してください。 8V UVLO をサポートする B バージョン。
絶縁型ゲート ドライブ電源、VDD	+15V (IGBT)、+12 V (FET)	ユニポーラ電源
DESAT V_{CE} スレッショルド電圧、$V_{CE(DESAT)}$	8.0 V	構成可能。 セクション 3.2.2 を参照してください。
DESAT バイアス電流、$i_{BIAS(DESAT)}$	5.5mA	構成可能。 セクション 3.2.2 を参照してください。
DESAT ブランキング フィルタ時定数、t_{BLANK}	0.8µs	$V_{CE(SAT)}$=12.5V の場合に有効。構成可能。 セクション 3.2.3 の式 8 と表 3-2 を参照してください。
DESAT グリッチ除去フィルタ遅延、$t_{DEGLITCH}$	0.2µs	構成可能。 セクション 3.2.3 の式 10 を参照してください。
リセット付き DESAT ラッチ	イネーブル	ディセーブルにできます。

表 16. 設計に関する主要なシステム パラメータ (続き)

パラメータ	値	コメント
DESAT 応答時間 (2)	約 1.1µs～1.6µs	デフォルト構成。 テスト結果を参照してください。
PCB サイズ (コネクタなし)	26mm x 8.4mm	

注

(1) UCC23511 は、UCC23513 と同じパッケージの、1.5A ソース、2A シンクのデバイスです。

(2) このアプリケーション ノートでは保護プロセスの説明を明確かつ簡単にするために、センシングされたパワー スイッチの電流が設定されたトリガ レベルに達してから、DESAT 保護により電流が低下し始めるまでの期間を、DESAT 応答時間としています。

UCC2351x シリーズは、IGBT、SiC、MOSFET のパワー スイッチの駆動に使用できます。UCC23511 と UCC23513 はどちらも、8.5mm 以上の沿面距離と空間距離を持つ、本体サイズ 7.50mm × 4.68mm のストレッチ SO-6 パッケージで提供されます。どちらのデバイスも、ピン互換性を維持しながら、標準的なフォトカプラ ベースのゲート ドライバに比べて性能と信頼性を大幅に向上させます。性能については、高い CMTI、低伝搬遅延、小さなパルス幅歪みといったアドバンテージを持っています。入力段にはダイオード エミュレーション (ediode) が採用されており、従来の LED に比べて長期的な信頼性と優れた経時特性を実現します。

AMC23C11 絶縁型コンパレータは、本体サイズ 5.85mm × 7.50mm の 8 ピンのワイド ボディ SOIC パッケージで供給されます。このデバイスは、VIN ピンの入力電圧を 20mV～2V まで調整可能なスレッショルドと比較し、100µA の内部リファレンス電流と外付け抵抗により設定されます。オープン ドレイン出力は、入力電圧 VIN がリファレンス電圧 VREF を上回ると能動的に Low にプルされます。VIN がトリップ スレッショルドを下回ると、デバイスの動作は LATCH ピンによって決まります。

- LATCH ピンが Low にプルされると、デバイスは透過モードに設定され、出力状態はトリップ スレッショルドに応じて変化し、入力信号に追従します。
- LATCH ピンが High にプルされる、デバイスはラッチ モードに設定されます。範囲外の状態が検出されると、OUT ピンは Low にプルされてラッチされます。このラッチは、LATCH ピンが少なくとも 4µs 間 Low にプルされるまで解除されません。

AMC23C11 の絶縁バリアは、磁気干渉に対して高い耐性があり、最大 $5kV_{RMS}$ の強化ガルバニック絶縁を実現することが認証されています。

回路図の設計

IGBT を駆動する 15V ユニポーラ電源を使用した設計の回路図を、**図 121** に示します。若干の変更により、パワー MOSFET 駆動アプリケーションまたはバイポーラ電源アプリケーション用の 12V 電源設計に適合させることができる設計です。詳細については、『**TIDA-00448**』リファレンス デザインを参照してください。

抵抗 R9～R14 と高電圧ダイオード D1 は、ターンオン期間中の IGBT の実際の V_{CE} をセンシングして、絶縁型コンパレータ AMC23C11 のリファレンス電圧 VREF に応じてスケーリングするために使用されます。R10 と R11 は、消費電力を分散させるために並列に配置されています。

R14 と並列のコンデンサ C14 は、IGBT ターンオン時の誤トリガ回避のためのブランキング時間を設定します。5.1V のツェナー ダイオード D2 は、IGBT のスイッチングに起因する高電圧スパイクを抑制するためのオプションとして追加されています。内部コンデンサ D2 が C14 と並列になり、ブランキング時間に寄与することに注意してください。テストでは、この D2 は組み立てていませ

ん。DESAT の誤トリガを回避して、必要なブランキング時間を最小限に抑えるため、容量が小さい内部コンデンサが搭載された高速スイッチング ダイオード D1 を推奨します。

低電圧側は 3.3V 電源を使用し、C2000™ や Sitara MCU のような一般的な MCU の I/O レベルを直接接続します。R6 および C11 は、LATCH が作動していない場合のコンパレータ出力のグリッチ除去遅延 (デフォルト 0.2µs) を設定します。

回路図

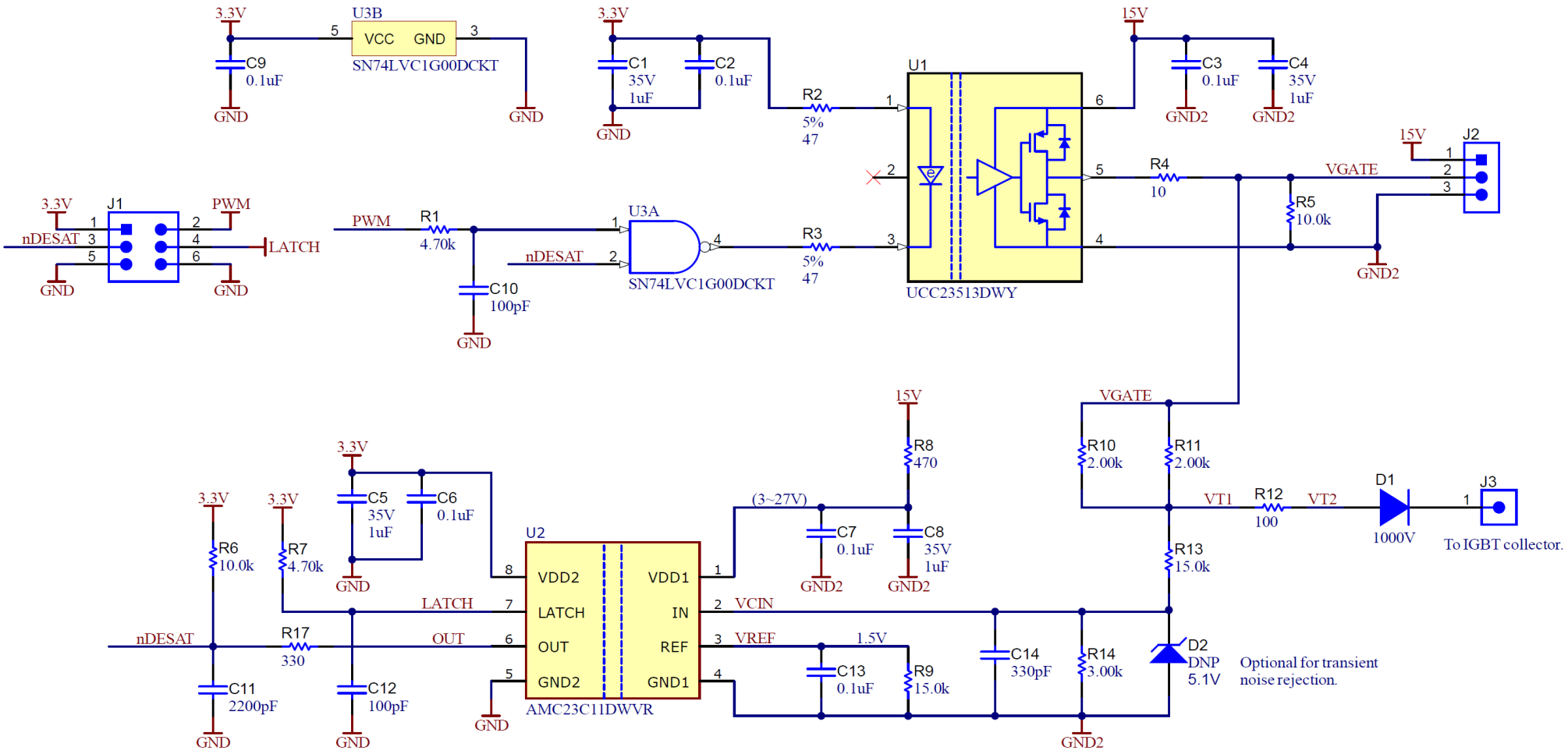


図 121. 提案する回路の回路図

$V_{CE(DESAT)}$ スレッショルドおよび DESAT バイアス電流の構成

抵抗 R9～R14 を使用して、$V_{CE(DESAT)}$ スレッショルドと DESAT バイアス電流 $i_{BIAS(DESAT)}$ を調整できます。以下の式は、さまざまな DESAT スレッショルドと DESAT バイアス電流の構成に対して、その値を素早く見積もるために簡略化したものです。

絶縁型コンパレータ AMC23C11 のリファレンス電圧 VREF は、内部の 100µA 電流源と外付け抵抗 R9 によって設定されます。R9 の値は、この設計では VREF を 1.5V に設定するために **式 49** で計算されます。ここでは、AMC23C11 を高ヒステリシス モードで動作させるために 1.5V が選択されています [1]。

$$\mathrm{R9} = \frac{VREF}{100\ \mu\mathrm{A}} = 15\ \mathrm{k\Omega} \tag{49}$$

R10 と R11 は DESAT バイアス電流を決定し、**式 50** で計算されます。

$$\mathrm{R10} = \mathrm{R11} = 2 \times \frac{VDD - V_{CE(DESAT)} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)}}{i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}} \tag{50}$$

ここでは、

- VDD は UCC23513 の電源電圧で、この場合は IGBT 駆動用に 15V です。
- $V_{CE(DESAT)}$ は目的の DESAT スレッショルドで、この設計ではデフォルトで 8V です。
- $V_{FW(D1)}$ は高電圧ダイオード D1 の順方向電圧で、0.5V と想定されます。
- R12 は一般的に 100Ω に設定されます [9]。
- $i_{R13R14(DESAT)}$ は R13 と R14 を流れる電流で、0.5mA に設定します。設定を低くすると、ノイズ耐性が低下する場合があります。
- $i_{BIAS(DESAT)}$ は IGBT の V_{CE} が $V_{CE(DESAT)}$ に達したときの DESAT バイアス電流で、この設計では 5.5mA に設定します。

したがって、この設計では R10 と R11 は 2kΩ で計算できます。

R10 と R11 の電力定格は通常の IGBT 動作用に選択する必要があり、その場合、$V_{CE(DESAT)}$ は著しく小さくなります。R12 << R10 と仮定すると、最大電力損失の概算は **式 51** で求められます。

$$P_{R10,\ MAX} = P_{R11,\ MAX} = \frac{\left(VDD - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)} - V_{CE(SAT)}\right)^2}{R10} \times PWM_{DUTY,\ MAX} \tag{51}$$

表 3-1 のデフォルト設定と標準的な $V_{CE(SAT)}$ が 1.5V 場合、最大電力損失 $P_{R10(MAX)}$ と $P_{R11(MAX)}$ は 1000% の PWM デューティ サイクルでも約 69.8mW です。

R13 と R14 は、**式 52** と **式 53** で計算されます。

$$\mathrm{R13} = \frac{VREF}{i_{R13R14(DESAT)}} \tag{52}$$

$$\mathrm{R14} = \frac{VDD - \left(i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}\right) \times R10 \div 2}{i_{R13R14(DESAT)}} - R13 \tag{53}$$

パラメータの値を適用すると、R13 は 3kΩ、R14 は 15kΩ になります。

DESAT ブランキング時間

DESAT 監視のブランキング時間 t_{BLANK} は、IGBT のターンオン時での誤トリガ回避のために必要です。コンデンサ C14 と抵抗 R10～R14 は、V_{CE} センシング信号が絶縁型コンパレータの入力 VCIN に到達するのを遅延させます。この遅延時間は、分圧器 R13 と R14 の等価抵抗 R_{EQ} を介して C14 の充電時間によって制御されます。

$$R_{EQ} \approx R13 \,//\, R14 \; = 3\,\text{k}\Omega \,//\, 15\,\text{k}\Omega \; = \; 2.5\,\text{k}\Omega \tag{54}$$

C14 を 330pF にすると、RC フィルタの時定数は次のようになります。

$$T_{au} = R_{EQ} \times C14 = 2.5\,\text{k}\Omega \; \times \; 330\,\text{pF} \; = \; 0.82\,\mu\text{s} \tag{55}$$

実際のブランキング時間は、過電流発生時における IGBT の実際の $V_{CE(SAT)}$ 電圧に対して構成されている $V_{CE(SAT)}$ 定常状態スレッショルドの比率に依存し、**式 56** で概算できます。

$$t_{BLANK} = \; -\ln\left(1 - \frac{V_{CE(DESAT)}}{V_{CE(SAT)}}\right) \times R_{EQ} \times C14 \tag{56}$$

そのため、$V_{CE(DESAT)}$ 定常状態 スレッショルドとブランキング時定数を、システムで使用される個々の IGBT に応じて調整することが重要です。$V_{CE(DESAT)}$ 定常状態スレッショルドをデフォルトの 8V に設定した場合の値については、次の表を参照してください。

表 17. デフォルトの $V_{CE(DESAT)}$ 設定時の実効的なブランキング時間

IGBT $V_{CE(SAT)}$ [V]	≥ 14.5	12.5	11	10	9	8.5
t_{BLANK} [µS]	0.7	0.9	1.1	1.4	1.9	2.4

注意

過電流状態では、$V_{CE(DESAT)}$ 定常状態スレッショルドを IGBT の実際の $V_{CE(SAT)}$ に近づけすぎると、実効的なブランキング時間が構成済みのブランキング時定数よりも大幅に大きくなるため、このような構成は回避してください。

DESAT グリッチ除去フィルタ

R17 と C11 は、時定数を持つ nDESAT 出力信号用のグリッチ除去フィルタを形成します。

$$\tau \; = \; 330\,\Omega \; \times \; 2200\,\text{pF} \; = \; 726\,\text{ns} \tag{57}$$

最小 Low レベル入力 0.8V の TTL ロジック IC に従えば、グリッチ除去時間はわずか 0.2µs になります。

$$t_{DEGLITCH} = \; -\ln\left(1 - \frac{0.8\,V}{3.3\,V}\right) \times \tau \; = \; 202\,\text{ns} \tag{58}$$

絶縁型コンパレータの OUT ピンの内部抵抗が R17 と直列であることを考慮すると、この設計でテストされたグリッチ除去時間は約 340ns～380ns です。詳細については、セクション 4 のテスト結果を参照してください。

リファレンス PCB レイアウト

この回路では、4 層 PCB 上に 26mm x 8.4mm のアクティブ面積を持つリファレンス レイアウトが作成されています。

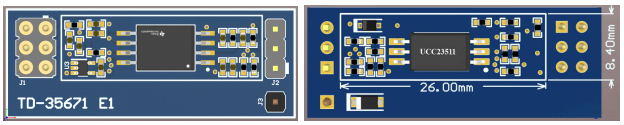


図 122. *レイアウト例の上側および下側*

ゲート ドライバとコンパレータを PCB の反対側に配置するように注意深くレイアウト設計することで、16 ピン スマート ゲート ドライバに比べて、パッケージ長が短いという利点を生かした小型のフォーム ファクタを実現しています。比較すると、SOIC 16 パッケージに収められた CMOS 入力付きスマート ゲート ドライバである ISO5451 の一般的なレイアウトは、**図 123** に示すように、PCB 上のアクティブ面積が 20.83mm × 12.95mm [10] であり、**図 122** に示す本提案の UCC23513 と AMC23C11 の設計よりも約 23.5% 大きくなっています。

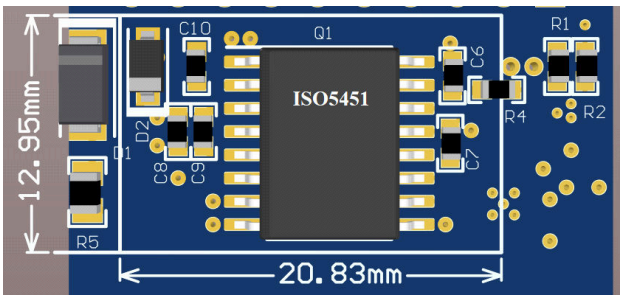


図 123. *スマート ゲート ドライバ ISO5451 の一般的なレイアウト*

シミュレーションおよびテスト結果

シミュレーション回路と結果

PSpice™ for TI で、アクティブ ブレーキ回路のローサイド IGBT を駆動する回路のシミュレーションを行いました。**図 124** は、このシミュレーションの回路図です。

AMC23C11 のモデルはまだ TI.com で利用できないため、このシミュレーションでは AMC23C14 の PSpice™ シミュレーション モデルを使用しています。このアプリケーション ノートで説明する DESAT の実装では、回路図の OUT2 (ピン 7) に接続された回路は無視することができ、AMC23C14 は LATCH 入力 (ピン 7) が Low に接続された AMC23C11 と同じ動作を示します。

シミュレーション回路

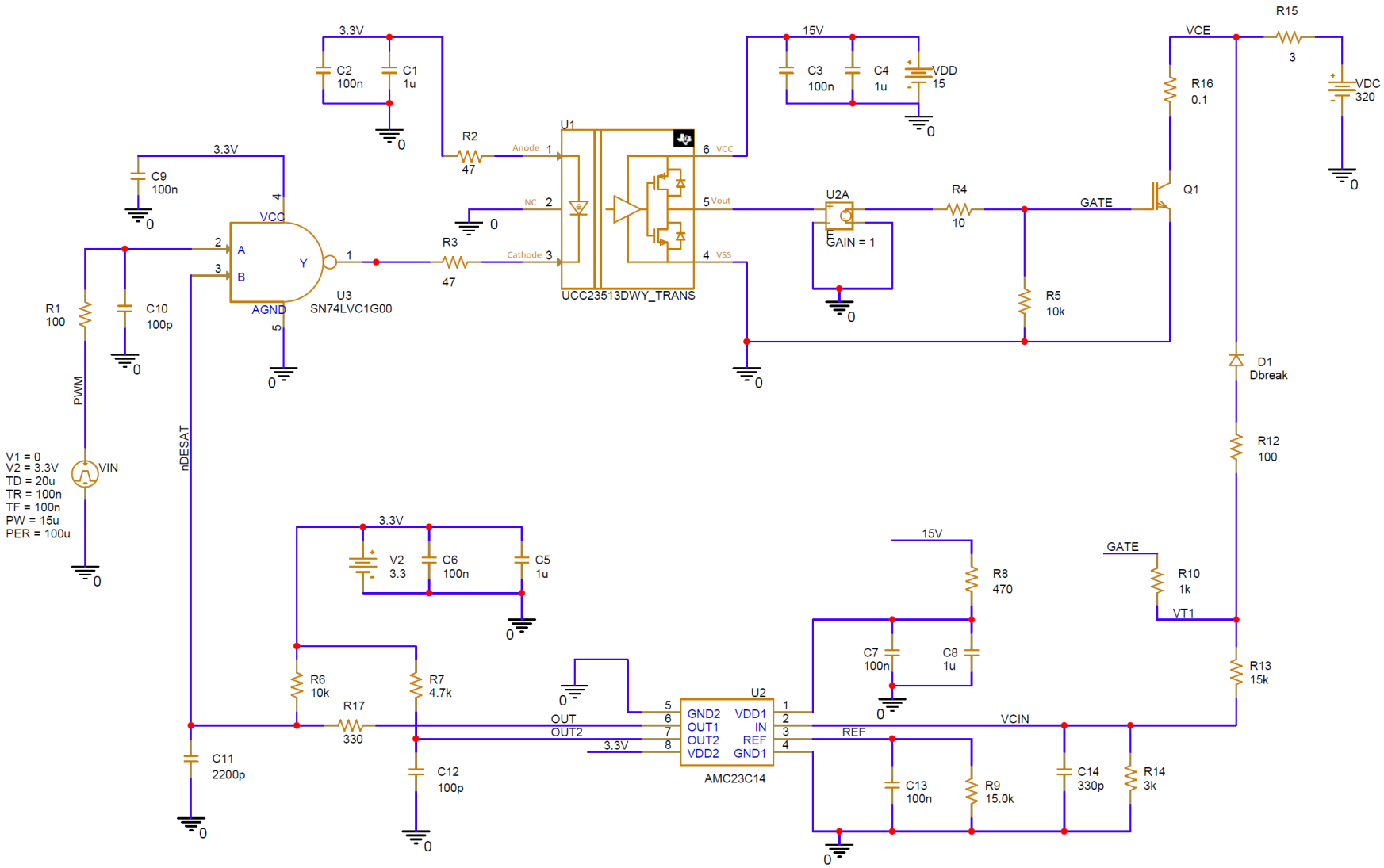


図 124. シミュレーション回路

シミュレーション結果

このシミュレーションでは、入力 PWM 信号を 10kHz、デューティ サイクル 15% の矩形波に設定しています。他の条件は、一般的なアプリケーションの状況に設定されています。**図 125** は、DESAT 保護のシミュレーション結果です。

静的な状態では、PWM 入力は Low なので、NAND ゲート出力は High です。UCC23513 には入力電流がないため、GATE の出力も Low になります。したがって、絶縁型コンパレータ AMC23C11 の 入力電圧 VCIN はゼロにプルされ、出力 OUT と nDESAT は High にプルされます。

入力 PWM 信号が High になると、nDESAT が High である限り、NAND ゲートの出力は Low にシフトします。その後、UCC23513 は入力電流を受け取り、GATE で High を出力します。その後、IGBT U4 がオンになり、V_{CE} が $V_{CE(SAT)}$ まで下がります。センス電流は GATE から R10、R12、D1 を経由して IGBT U4 のコレクタに流れ、VT1 ノードの電圧は IGBT の実際の V_{CE} に追従し、VCIN 電圧は R13 と R14 の分圧抵抗を経由して VT1 電圧に追従します。VCIN が VREF のスレッショルドに達しない場合、コンパレータの出力 OUT とフィルタ出力 nDESAT は High のままになります。

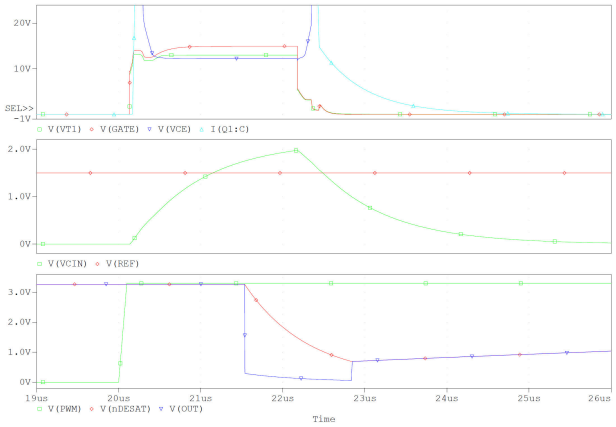


図 125. *DESAT トリガのシミュレーション結果*

上図に示すように、DESAT トリガ プロセスの場合、入力 PWM 信号 (下図の緑色のグラフ) が High になると、IGBT の GATE 電圧 (上図の赤色のグラフ) は間もなく上昇し、IGBT の V_{CE} センス電圧 VT1 (上図の緑色のグラフ) も上昇します。コンパレータの入力 VCIN (中央図の緑色のグラフ) は、比例して VT1 電圧に追従して上昇し始めます。

また、IGBT の V_{CE} (上図の青色のグラフ) の電圧が低下し始めます。V_{CE} が GATE 電圧を下回ると、VT1 電圧は V_{CE} に追従し始めます。

VCIN が VREF によって設定された 1.5V のトリガ スレッショルド (中央図の赤色のグラフ) に達するまで、コンパレータの出力 OUT (下図の青色のグラフ) は High のままになります。VCIN がトリガ レベルに達すると、コンパレータの OUT は通常 240ns の内部伝搬遅延で Low にプルされます。nDESAT のフィルタ出力 (下図の赤色のグラフ) も下がり始めます。

NAND ゲート U3 への入力として、nDESAT が U3 の負方向スレッショルドをトリガすると、ゲート ドライバ U1 の入力電流が遮断され、出力 GATE がプルダウンされます。したがって、IGBT もオフになり、V_{CE} はすぐに上昇します。これが、回路の DESAT 保護プロセスです。

GATE がプルダウンされると、VT1 もプルダウンされ、VCIN が下がり始めます。VCIN がコンパレータの入力スレッショルドを下回ると、OUT は再び上昇します。これは AMC23C14 の場合です。

AMC23C11 は、LATCH 入力のピン 7 が Low に接続されている場合、上記のプロセスとまったく同じように動作します。LATCH ピンが High にプルされると、コンパレータの OUT ピンの出力 Low がラッチされます。このラッチは、LATCH ピンが少なくとも 4µs 間 Low にプルされるまで解除されません。

3 相 IGBT インバータによるテスト結果

本提案の回路のサンプル ボード上で DESAT 保護のテストを実施しました。サンプル ボードを、(1) ローサイド ブレーキ IGBT のゲート ドライバとして使用、(2) 3 相モーター ドライブ インバータのハイサイド スイッチ IGBT のゲート ドライバとして使用、の 2 つの場合でテストしました。

ブレーキ IGBT テスト

図 126 に、ローサイド ブレーキ IGBT ゲート駆動テスト用のプラットフォームを示します。**LAUNCHXL-F28379D** の C2000™ LaunchPad™ をシステム コントローラとして使用し、10kHz、デューティ サイクル 10% の一連の PWM パルス、つまり 100µs 周期で 10µs のオン タイムを生成して、ローサイド IGBT を駆動します。また、LaunchPad は AMC23C11 の LATCH 入力に対して High 出力を生成し、GPIO で nDESAT 信号を監視します。

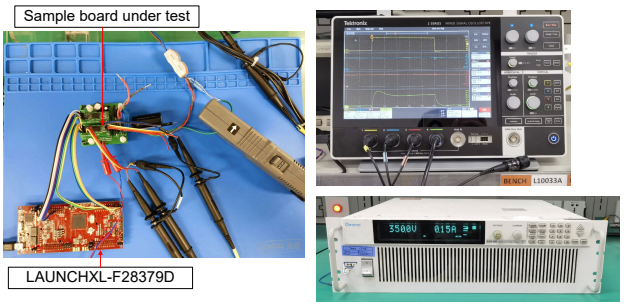


***図 126.** ローサイド駆動テストのプラットフォーム*

OCP または SCP の状況をテストするために、600V 10A のディスクリート IGBT を使用し、2 つの 1.5Ω 3W 抵抗を並列に配置してブレーキ抵抗をエミュレートします。これらの抵抗は、IGBT コレクタと 350V DC+ レールの間に挿入します。テスト結果を **図 127** に示します。

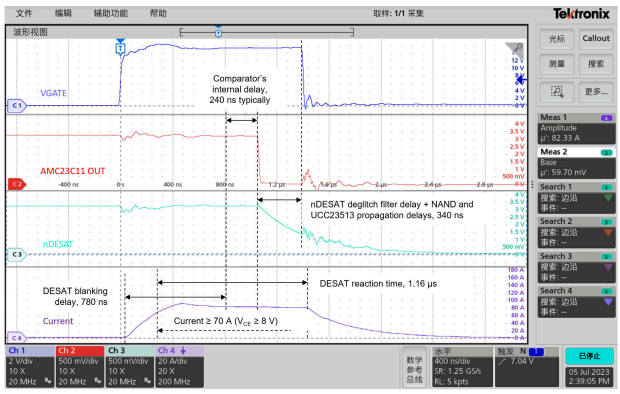


***図 127.** ローサイド駆動テストにおける短絡保護遅延*

このテストでは、IGBT がオンになると (t = 0s)、コレクタ電流が上昇し始め、間もなく約 90A で飽和しました (t = 480ns)。テスト済みの IGBT のデータシートによると、コレクタ電流が 70A に達すると、V_{CE} は回路に設定された 8V のトリガ レベルまで上昇します。DESAT は、約 780ns のブランキング時間の後に絶縁型コンパレータ AMC23C11 によって検出されました。通常 240ns の

内部遅延の後、AMC23C11 の OUT は Low にシフトし (t = 1.04µs)、ラッチされます (LATCH が High に設定されている場合)。nDESAT のグリッチ除去フィルタによる約 340ns の遅延の後、NAND ゲート SN74LVC1G00 の出力が High にシフトし、USS23513 の入力電流が遮断され、ゲート ドライバは VGATE をプルダウンします (t = 1.44µs)。IGBT の電流が 70A に達してから、GATE が Low になった後に電流が下がり始めるまでの DESAT 応答時間は、わずか約 1.16µs でした。

位相間短絡が発生した 3 相インバータのテスト結果

テキサス・インスツルメンツのリファレンス デザインである 3 相インバータ プラットフォーム **TIDA-010025** を使用したテストを行い、ACIM モーター駆動時の位相間短絡の状態を確認しました。このテストでは、U 相ハイサイド IGBT のゲート ドライバを、本提案の回路のサンプル ボードに置き換えています。

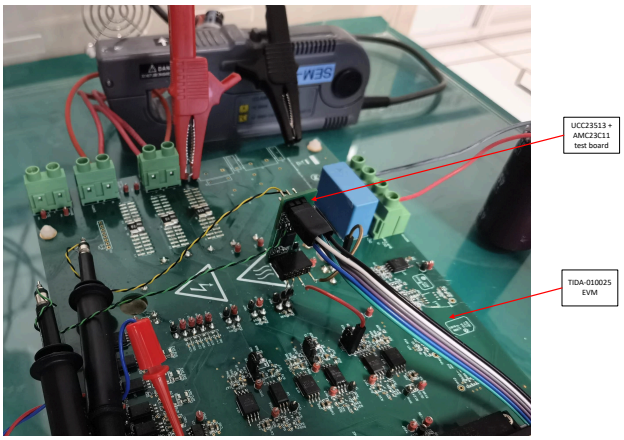


***図 128.** モーター動作テスト用プラットフォーム*

TIDA-010025 リファレンス デザインは、電力ボード上に 1200V、25A の PIM パワー モジュールを搭載しており、3 相インバータ段には同じ定格の IGBT を 6 つ内蔵しています。テストの準備として、まず U 相ハイサイド IGBT の元のゲート駆動抵抗を取り外した後、VGATE 出力、15V 電源、サンプル ボードの VCE センス端子を電力ボードに接続しました。リファレンス デザイン独自のハードウェア OCP 機能の影響を回避するために、3 相すべてで元の 10 mΩ シャント抵抗と並列に 5 mΩ シャント抵抗を追加し、OCP トリガ レベルを 3 倍の 72A にしました。IGBT の出力特性を確認した後、$V_{CE(SAT)}$ が 2.5V まで上昇したときに DESAT スレッショルドに到達するようにサンプル ボードでも変更を加えました。これは約 45A のコレクター電流に相当します。これらのテストでは、まずモーターを (無負荷で) 50rps まで動作させ、次に電力ボードの端子に接続されたサーキット ブレーカでインバータの U 相と W 相を短絡させます。**図 129** に、テスト結果の波形を示します。

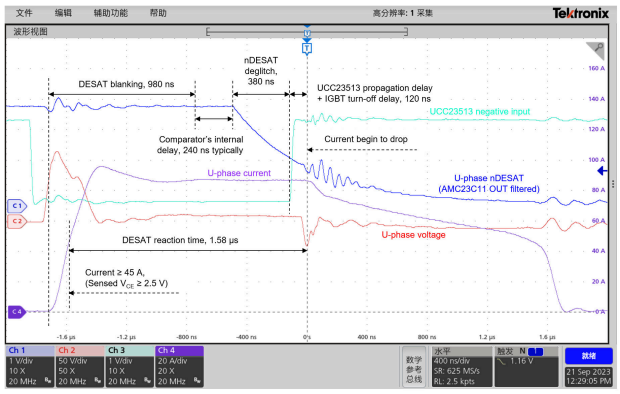


***図 129.** モーター動作テスト時の短絡保護遅延*

サーキット ブレーカがオンになると、U 相と W 相が短絡し、U 相の電流が急上昇し始めます。飽和電流はすぐに約 95A のピークに達し、その後少し下がって、約 86A で安定しました。980ns の点滅時間の後、AMC23C11 は DESAT 状態を検出しました。通常はさらに 240ns の内部伝播遅延の後、出力 OUT は Low にシフトしました。nDESAT が NAND ゲート入力の負方向スレッショルドまで下がり、UCC23513 の入力電流が遮断されるまでには約 380ns を要しました。その後、ゲート ドライバは約 120ns かけて IGBT の電流を降下させ始めました。DESAT 応答時間は合計で約 1.58µs でした。

ローサイド駆動テストの結果にはいくつかの違いがあります。これらのばらつきは、テストした 2 つの IGBT の特性とアプリケーション回路の違い、DESAT スレッショルドの調整によるものです。

まとめ

本アプリケーション ノートでは、小型の絶縁型シンプル ゲート ドライバと DESAT 保護用絶縁型コンパレータの組み合わせが検証されています。ディスクリート アプローチにより、DESAT を内蔵した 16 ピン スマート ゲート ドライバと比較して、設計サイズを小型化することができます。このアプローチでは、スレッショルド、バイアス電流、ブランキング時間、グリッチ除去フィルタなどの DESAT 機能の主要なパラメータを柔軟に構成できます。また、MCU によってリセット可能な DESAT ラッチ機能も備えられています。

このコンセプトはバイポーラ ゲート ドライバ電源にも拡張でき、ローサイドとハイサイドの両方のゲート ドライバに同じように適合します。これらのアプリケーションの詳細については、『**TIDA-00448**』を参照してください。

参考資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『**AMC23C11：可変閾値電圧、ラッチ機能を有する高速応答、強化絶縁型コンパレータ**』データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、『**UCC23513：4A ソース、5A シンク、5.7kVRMS フォトカプラ互換、シングル チャネル絶縁型ゲート ドライバ**』データシート
3. テキサス・インスツルメンツ、『**UCC23511：1.5A ソース、2A シンク、5.7kVRMS、フォトカプラ互換、シングル チャネル絶縁型ゲート ドライバ**』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『**UCC21750：アクティブ保護および絶縁アナログ センシング機能搭載、高 CMTI、10A ソース / シンク、SiC/IGBT 向け、強化絶縁シングル チャネル ゲート ドライバ**』データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、『**AMC23C14：デュアル、高速応答、強化絶縁型ウィンドウ コンパレータ、可変スレッショルド付き**』データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、『**ISO5451：アクティブ保護機能搭載、5.7kVrms、2.5A/5A、シングルチャネル絶縁型ゲート ドライバ**』データシート
7. テキサス・インスツルメンツ、『**PSpice for TI の設計およびシミュレーション**』ツール
8. テキサス・インスツルメンツ、『**UCC21750：UCC217xx と ISO5x5x の DESAT 検出スレッショルドはどのように調整できるか？**』FAQ
9. テキサス・インスツルメンツ、『**TIDA-00448：強化型デジタル アイソレータを使用したフレキシブルな大電流 IGBT ゲート ドライバ**』リファレンス デザイン
10. テキサス・インスツルメンツ、『**TIDA-00638：ソーラー インバータ用アクティブ ミラー クランプ付き絶縁型ゲート ドライバ電力段**』リファレンス デザイン
11. テキサス・インスツルメンツ、『**TIDA-010025：光入力エミュレーション ゲート ドライバ搭載、200～480VAC ドライブ向け 3 相インバータ**』リファレンス デザイン

AC モーター ドライブの絶縁型電圧検出

はじめに

車載用や産業用の **モーター ドライブ**、**ストリング インバータ**、**オンボード チャージャ**などの最終機器は動作電圧が高く、人間が直接扱うには安全でありません。絶縁型電圧測定は、機能を実行する高電圧回路から人間を保護することで、動作を最適化し、人間の安全を確保するのに役立ちます。

高性能を実現するように設計された絶縁型アンプは、絶縁バリアをまたぐ形で電圧測定データを転送します。絶縁型アンプを選択する基準は、絶縁仕様、入力電圧範囲、精度要件、高電圧側への電力供給方式など、その多くはアプリケーションにおける測定場所を反映したものになります。

本書では、AC モーター ドライブの最終機器で一般に行われる 3 つの電圧測定について評価し、適切な絶縁型アンプを選択するためのガイダンスを提供します。

最初の基準は必要な絶縁仕様です。関連する絶縁の定義については [1] で説明しています。テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプと絶縁型変調器は、通常、機器レベルの基本絶縁レベルまたは強化絶縁レベルについて、ドイツ工業規格 (DIN)、ドイツ電気技術者協会 (VDE) 0884-17、DIN 欧州統一規格 (EN) 国際電気標準会議 (IEC) 60747-17、Underwriters Laboratories (UL) 1577 などの規格の認定を受けています。詳細については、各デバイスのデータシートおよび [2] をご覧ください。

入力電圧範囲、精度要件、および高電圧側の電源方式の選択は、アプリケーションで測定される電圧ノードの場所によって異なります。**図 130** は、AC モーター ドライブの簡略化されたブロック図を示したものです。電圧測定を行う 3 つの一般的な場所を示してあります。左側が AC 商用電源、中央が DC リンク、右側がモーター位相です。絶縁型アンプは、高い精度と使いやすさから、これらの測定に最適なデバイスです。

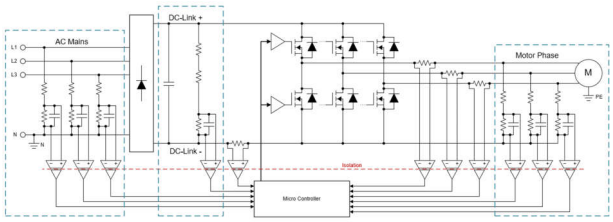


図 130. *AC モーター ドライブ アプリケーション*

図 130 の左側の AC 商用電源入力は、多くの場合、米国では $120V_{RMS}/208V_{RMS}$、欧州では $230V_{RMS}/400V_{RMS}$ の中央がアースの 3 相電源システムとして接続されます。この電圧測定に必要な精度は通常低く、必ずしも必要とは限りません。AC 商用電源を測定する場合は、テキサス・インスツルメンツの **AMC1350** や **AMC3330** など、バイポーラの高インピーダンス入力に対応したデバイスを検討してください。中性電圧を基準とした 3 相 AC 電圧測定を行う場合は、測定を実行する 3 つの絶縁型アンプすべてに対して単一の絶縁型電源を使用できます。3 相 AC 電圧の位相間の電圧を測定する場合は、DC/DC コンバータを内蔵したデバイスを使用して設計を簡素化することを検討してください。**図 131** に、対応する AMC3330 の回路図を示します。

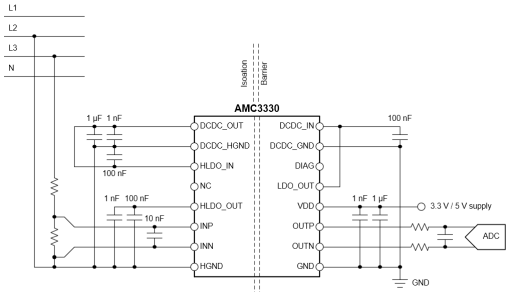


図 131. *AMC3330 絶縁型アンプと内蔵 DC/DC コンバータ*

モーター ドライブのパルス幅変調 (PWM) デューティ サイクルを計算するには、通常、**図 130** の中央に示す DC リンク電圧を 1% 以下の精度で測定する必要があります。

たとえば、ブレーキ動作中は DC リンク電圧が上昇し、回生ブレーキのスイッチをオンにして出力段を保護するためにアクティブに制限する必要があります。低レイテンシの測定により、過電圧イベントへの応答時間が短縮され、ハードウェアの制限に近い範囲でシステムを動作させることができます。その結果、設計マージンの強化とシステム コストの削減を実現できます。DC リンク容量は通常は数 100µF であるため、機器の保守を行う前に DC リンク コンデンサが安全なレベルまで適切に放電されたかどうかを判断するには、低電圧 (100V 未満) の正確な測定が必要になります。さらに、高分解能の AC リップルの測定により、接続されている AC 商用電源の位相損失の検出が可能になるため、グリッド側で位相測定を別途行う必要がなくなります。リップル電圧の周波数は、6 つの半波の整流であるため、60Hz の 3 相商用電源電圧の場合は 360Hz、50Hz の 3 相商用電源電圧の場合は 300Hz になります。低負荷時 (モーターが回転していないとき) は、リップル電圧の大きさが非常に小さくなる可能性があります。そのため、最高の分解能の測定を行うために変調器を選択することもできます。絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較の詳細については、[3] をご覧ください。テキサス・インスツルメンツの **AMC1351** (0～5V の入力範囲) や **AMC1311** (0～2V の入力範囲) などのユニポーラ入力範囲に対応した絶縁型アンプは、DC リンク電圧測定用に特別に設計されています。**図 132** に示す絶縁型トランス回路のような高電圧側に電力を供給するには、DC- を基準とするローカル電源が必要です。別のアプローチは、DC/DC コンバータを内蔵した AMC3330 などのデバイスを使用することです。

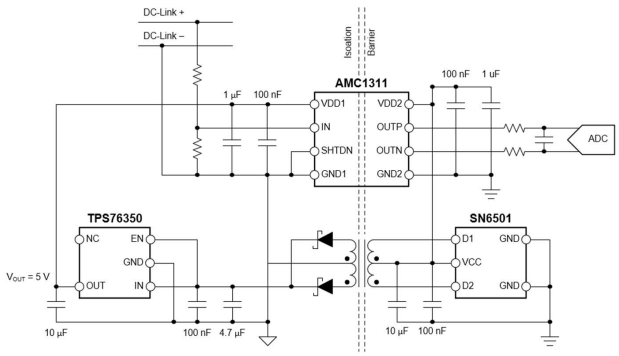


図 132. *AMC1311 絶縁型アンプとディスクリート絶縁型トランス回路*

DC リンク測定と PWM デューティ サイクルに基づいて位相電圧を推定するのではなく、実際の位相電圧を測定することで、センサレス AC モーター ドライブの性能がさらに向上します。位相電圧を直接測定すると、システム内のすべての損失と PWM デッドタイム歪みの影響が含まれるため、より正確な結果が得られます。1 つの方法は、DC レールに対する 3 つの位相すべてを測定することです。3 つのユニポーラ入力絶縁型アンプと 1 つの絶縁型電源を使用して (**図 132** を参照)、3 つの絶縁型アンプすべての高電位側に電力を供給します。

ハードウェア コストを節約する別の方法は、位相間の電圧を 2 つのみ測定し、3 つ目は計算することです。この方法では、バイポーラ入力範囲に対応した絶縁型アンプが 2 つで済み、ファームウェア側での追加作業も最小限になります。この 2 つの測定はいずれかの位相電圧を基準にして行われるので、**図 133** に示すように、上の絶縁型ゲート バイポーラ トランジスタ (IGBT) のフローティング ハイサイド ゲート ドライバ電源から絶縁型アンプに電力を供給する必要があります。AMC3330 などの DC/DC コンバータを内蔵したデバイスを使用すると、回路を大幅に簡素化できるため、さらなるスペース節減とシステム効率の向上を実現できます。

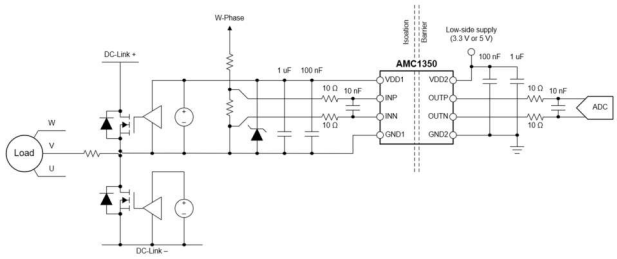


図 133. *AMC1350 絶縁型アンプとフローティング電源*

これらの電圧測定のいずれでも、絶縁型アンプの入力範囲に一致するように、高電圧ノードを分圧抵抗でスケール ダウンする必要があります [4]。分圧抵抗回路を設計するときの一般的な課題は次の 3 つです。

- 検出抵抗を流れる絶縁型アンプからの入力バイアス電流により、オフセット誤差が発生します。
- 検出抵抗は絶縁型アンプの入力インピーダンスと並列に配置されるため、実効検出抵抗が減少し、ゲイン誤差が発生します。さらに、絶縁型アンプの入力インピーダンスは、プロセスのばらつきにより、デバイス間で ±20% 変動する可能性があり、これを考慮しないとゲイン誤差として現れます。
- 分圧抵抗と絶縁型アンプの入力インピーダンスの両方で温度ドリフトが発生します。

テキサス・インスツルメンツの絶縁型電圧検出アンプから、入力インピーダンスが高く、入力バイアス電流を無視できるデバイスを選択すると、これらの課題を克服するために必要な労力を大幅に削減できます。ただし、入力バイアス電流がある低入力インピーダンスの絶縁型アンプを使用しても、高精度の電圧測定回路を設計することは可能です [5]。

入力範囲が広い絶縁型アンプは、入力ノイズに対する感度が低く、低い入力レベルで高い精度を実現できます。ただし、入力電圧が高いデバイスでは、表 1 に示すように入力インピーダンスが低くなることが多いため、最高レベルの精度を実現するにはゲイン較正が必要です。高インピーダンス入力デバイスにより、較正なしの精度が向上し、設計の労力が低減されます。テキサス・インスツルメンツの絶縁型アンプの標準誤差と最大誤差の計算をデータシートの精度と比較する際の詳細については、[6] をご覧ください。

表 18. テキサス・インスツルメンツの電圧検出絶縁型アンプ

デバイス	入力電圧範囲	入力インピーダンス	統合型 DC/DC	車載対応
AMC1211A-Q1	0V～2V	1 GΩ	なし	あり
AMC1311/B	0V～2V	1 GΩ	なし	あり
AMC1411	0V～2V	1 GΩ	なし	あり
AMC1351	0V～5V	1.25 MΩ	なし	あり
AMC3330	±1 V	1 GΩ	あり	あり
AMC1350	±5 V	1.25 MΩ	なし	あり
ISO224A/B	±12 V	1.25 MΩ	なし	なし

まとめ

テキサス・インスツルメンツの高インピーダンス電圧測定向け絶縁型アンプの幅広い選択肢により、コスト、性能、実装のしやすさ、基板面積の間で適切なトレードオフを実現し、要件に合わせて設計を最適化し、業界の絶縁性能規格に適合することができます。

参考資料

1. テキサス・インスツルメンツ：**絶縁型電流センシングの設計上の考慮事項**
2. テキサス・インスツルメンツ：**TUEV 技術報告書 No. 713203936**
3. テキサス・インスツルメンツ：**絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較**
4. テキサス・インスツルメンツ：**差動出力を持つ ±480V の絶縁電圧センシング回路**
5. テキサス・インスツルメンツ：**±250mV 入力および差動出力、絶縁型電圧測定回路**
6. テキサス・インスツルメンツ：**絶縁型アンプ電圧センシング Excel カリキュレータ**

サーバー PSU で電流と電圧の高性能絶縁型センシングを実現

アプリケーション ブリーフ

インターネット コンテンツ プロバイダ、通信サービス プロバイダ、多くの消費者および企業の間で、クラウド ベースのテクノロジーへの需要が増大していることから、データ センターが強く求められるようになってきています。これらのデータ センター サーバーの電源分配ネットワークは、フロント エンドの力率補正 (PFC) 段から DC/DC 段に至るまで、高効率と電力密度についての規格を満たす必要があります。

Electric Power Research (EPRI) が ECOS Consulting と共同で開発した 80 PLUS という認証規格は、データ センターのサーバー電源ユニット (PSU) におけるエネルギーの効率的な使用を推進します。サーバーの PSU は、定格負荷および力率 (PF) レベルで達成可能なエネルギー効率に基づいて、Gold、Platinum など多くの 80 Plus 認定のいずれかを受けることができます。

Titanium 標準の要件について

80 Plus Titanium の標準効率、PF、および電流全高調波歪み (iTHD) の要件を、**表 19**、**表 20**、**表 21** にそれぞれ示します。

表 19. Titanium 規格の効率要件

	115V 内部非冗長				230V 内部冗長				230V EU 内部非冗長			
	定格負荷											
	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%
Titanium の効率	90%	92%	94%	90%	90%	94%	96%	91%	90%	94%	96%	94%

表 20. 80 Plus Titanium 標準の PF 要件

出力電力	10%	20%	50%	100%
力率	> 0.90	> 0.96	> 0.98	> 0.99

表 21. 80 Plus Titanium 標準の iTHD 要件

出力電力	5% を超え、10% 以下	10% を超え、20% 未満	20% 以上	40% 以上	50% 以上
iTHD	20% 未満	15% 未満	10% 未満	8% 以下	5% 以下

高効率のサーバー PSU の実装

PFC 段と DC-DC 段を備えたサーバー電源のこのような実装を、**図 134** に示します。非絶縁型 PFC 段により、整流されたライン電流が、整流されたライン電圧を確実に追従するようになります。このフロントエンド PFC 段により、比較的大きなリップルを持つ中間 DC バスが作成されます。次に、絶縁型 DC-DC 段によりガルバニック絶縁と、出力電流リップルが最小限で適切にレギュレートされた出力電圧が得られます。

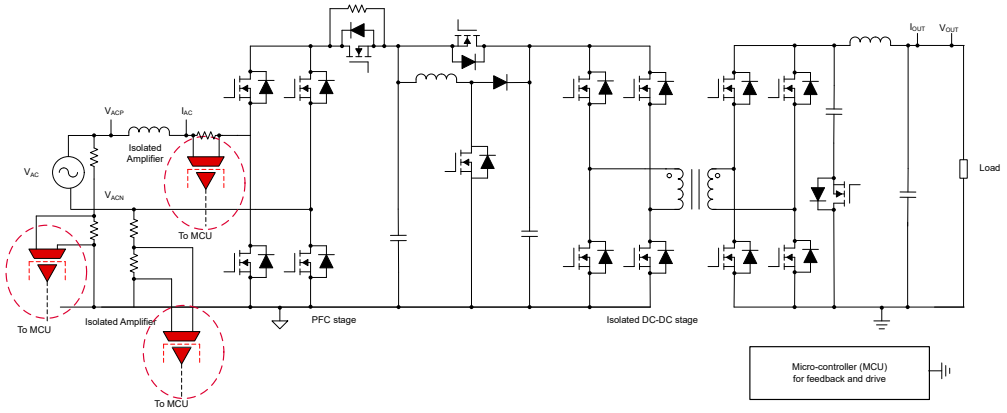


図 134. *PFC 段と DC-DC 段を持つサーバー電源の実装*

最大効率を実現する力率は、ユニティに近い値になります。電圧および電流制御の帰還ループを備えた単相トーテム ポールのブリッジレス トポロジにより、効率的な PFC が実現します。電圧帰還ループを使用して、PFC バス電圧を事前に選択した値にレギュレートし、電流帰還ループによって総平均インダクタ電流をレギュレートします。電流ループでは、Titanium 規格の効率、PF、iTHD の要件を満たすために、高い測定精度と帯域幅が必要です。アーキテクチャと MCU の場所によって、電流および電圧センシングの帰還パスを絶縁する必要がある場合と、必要がない場合があります。

サーバー PSU 内の絶縁型高性能電流および電圧センシング

シャント ベースの電流測定は、電流帰還ループで高い精度レベルと高帯域幅を実現するために望ましいオプションです。シャント ベースのソリューションは、開ループのホール ベースの電流センサに比べて、精度が高く、温度ドリフトが小さく、高帯域幅を実現します。別の方法として閉ループのホール センサ モジュールがありますが、シャント ベースのソリューションに比べて、必要な性能に達するためのコストが非常に高くなります。

シャント抵抗を **AMC3301** (±250mV の入力範囲) や **AMC3302** (±50mV の入力範囲) など単一電源で動作し、帯域幅が最大 300kHz の強化絶縁型アンプと組み合わせると、シャント ベースの高精度絶縁型電流センシングに適した、シンプルで実装しやすいソリューションになります。これらの製品には、完全統合型 DC/DC コンバータが含まれているため、電流測定側の電源が不要です。電圧測定の場合、抵抗デバイダ ネットワークの後段に **AMC3330** (±1V 入力範囲) などの強化絶縁型アンプを配置すると、非常に正確な絶縁型電圧センシングが可能になります。AMC3301 および AMC3330 デバイスのブロック図を、それぞれ**図 135** と**図 136** に示します。

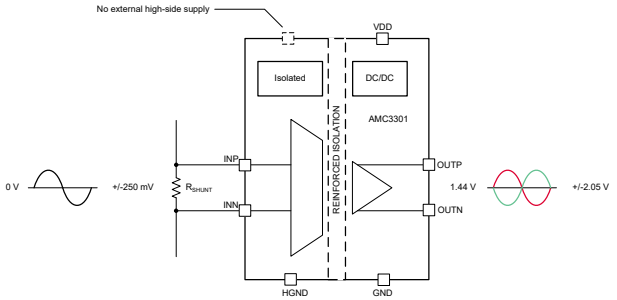


図 135. *AMC3301 のブロック図*

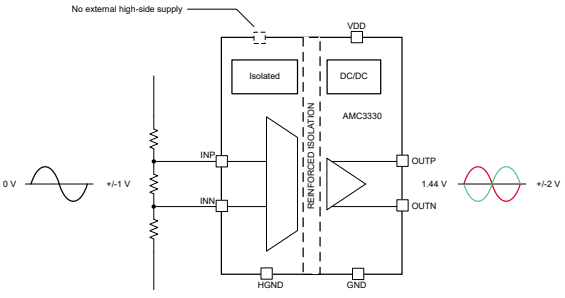


図 136. *AMC3330 のブロック図*

まとめ

サーバー PSU メーカーが Titanium 規格の認証取得を目指す傾向が強まっている現状で、**AMC33xx** 製品ファミリは電流と電圧の絶縁型センシング向けの、高性能でコスト最適化された、実装しやすいソリューションに使用できます。

リソース

- テキサス・インスツルメンツ、『***絶縁型アンプと変調器***』 TI トレーニングとビデオ
- テキサス・インスツルメンツ、『***絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較***』ホワイト ペーパー
- テキサス・インスツルメンツ、『**オンボード チャージャと DC/DC コンバータでのシャント ベースとホール ベースの電流センシング ソリューションの比較**』ホワイト ペーパー
- テキサス・インスツルメンツ、『***絶縁型シャントと閉ループ電流センシングの精度の比較***』アプリケーション ブリーフ

その他のリファレンス デザイン / 回路

- 絶縁型アンプ用ブートストラップ チャージ ポンプ電源の設計
- MCU への絶縁型変調器のデジタル インターフェイスによるクロック エッジ遅延補償
- AMC3311 を使用して、AMC23C11 に絶縁型センシングとフォルト検出用の電力供給を行う

絶縁型アンプ用ブートストラップ チャージ ポンプ電源の設計

概要

絶縁型アンプは、入力信号と出力信号の間を絶縁します。モーター ドライブの位相電流センシングなど、多くのアプリケーションに役立ちます。絶縁型アンプへのハイサイド電源の供給は、時には困難な場合があります。このアプリケーション ノートでは、ハイサイド電源を生成するための小型で低コストの代替手段としてブートストラップ チャージ ポンプ回路を紹介し、このような回路の設計の詳細について説明します。

はじめに

絶縁型アンプは、ローサイドからの測定値を維持しながら、比較的高い精度で電圧または電流を測定できます。これは、安全性に関連する懸念のためにハイサイド電圧で絶縁が必要なアプリケーションや、ハイサイドで突然の過渡が発生し、ローサイドのコントローラが損傷する可能性があるアプリケーションで有用です。一般的なアプリケーションとして、高電圧モータ バスの測定やモータ位相電流の測定があります。

ただし、絶縁型アンプは、ハイサイド電源をローサイド電源から絶縁する必要があるため、サイズと複雑さが増大する可能性があります。別の方法の 1 つはトランス絶縁型電源で、ハイサイドをローサイドから絶縁した状態に維持しながら、ローサイドからハイサイド レールを生成します。ただしトランスは大型でコストがかかる可能性があります。ブートストラップ チャージ ポンプ電源は、コスト効率の優れた代替手段です。電力はパルス幅変調 (PWM) 信号から供給され、必要なのはコンデンサ、ダイオード、電流制限抵抗だけです。場合によっては、リニア ドロップアウト レギュレータ (LDO) が必要になることもあります。

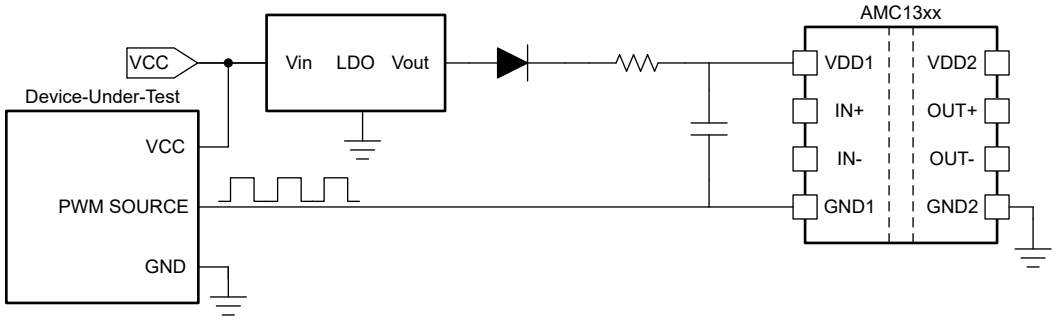


***図 137.** ブートストラップ電源*

ブートストラップ電源の設計

ブートストラップは、入力電圧と PWM 信号で動作します。入力電圧はテスト対象デバイス (DUT) に電力を供給しているのと同じ電源から供給され、入力電圧は LDO を使用して降圧できます。ブートストラップは動作に PWM 信号を必要とするため、この信号は PWM 信号を生成する DUT または PWM 信号と組み合わせて動作する DUT とのみ使用できます。DUT は、**図 137** に示すように、必ずしもアンプのローサイドから絶縁されているわけではありません。このため、DC/DC パワー コンバータのみを使用することはできません。アンプのハイサイドは、DUT とグランド接続を共有していません。PWM 信号は、絶縁アンプのハイサイド グランドに接続されます。ブートストラップは、ハイサイド電源が常に PWM 信号よりも上にフローティングになるようにします。これにより、ハイサイド グランドが PWM 信号であっても、ハイサイド電源が安定した信号になります。

ブートストラップ回路への入力電圧によって出力の定常状態の値が決定されるため、アンプのハイサイド電源仕様への違反を避けるため、入力電圧は目的のハイサイド電源電圧に近い値にする必要があります。DUT VCC バスが絶縁型アンプの推奨動作条件の範囲外である場合は、LDO が必要です。LDO は一般に、追加の外付け部品がほとんど必要なく、LDO はスイッチング レギュレータよりもクリーンな信号を生成するため、このアプリケーションでは LDO が推奨されます。ブートストラップ回路への入力電圧

は DUT グランドよりも高いため、図 138 に示すように PWM 信号が Low のとき、ダイオードの両端で正の電圧降下が生じ、導通してコンデンサが充電されます。

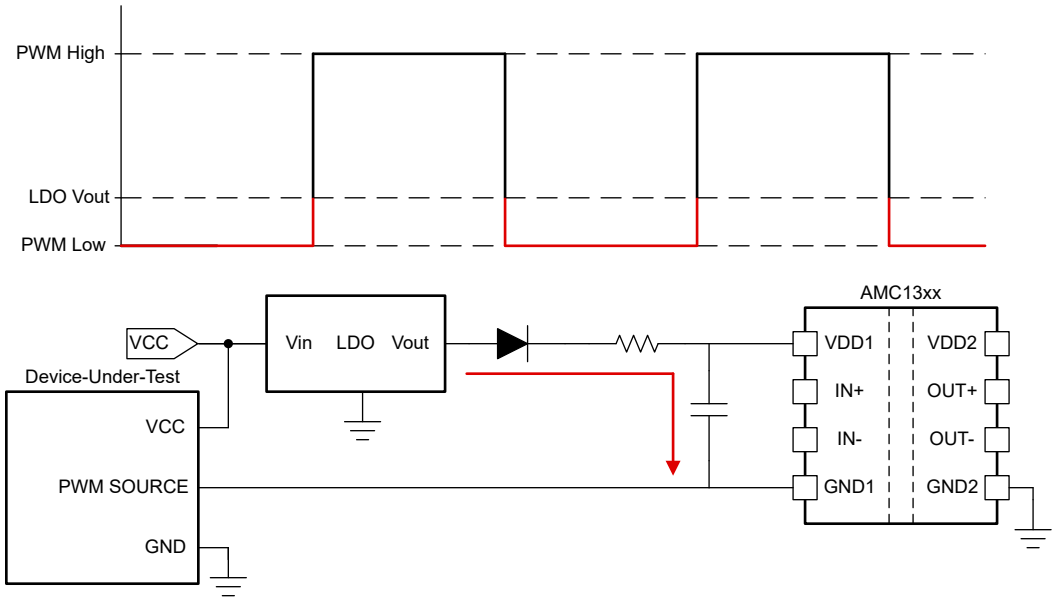


図 138. ブートストラップ コンデンサの充電

PWM 信号が High のとき、コンデンサの両端で電圧降下も負の電圧降下もなく、信号の導通が停止したため、コンデンサは 図 139 に示すようにハイサイド電源に放電されます。PWM 信号が Low のときにコンデンサに蓄積される電圧の大きさと、PWM 信号が High のときにコンデンサによって放電される電圧の大きさが等しい場合、ブートストラップ回路は定常状態を実現できます。これは、スタートアップ時間と定常状態のリップルが RC 時定数に依存し、PWM 信号の周波数とデューティ サイクルの影響を受ける可能性があることを意味します。

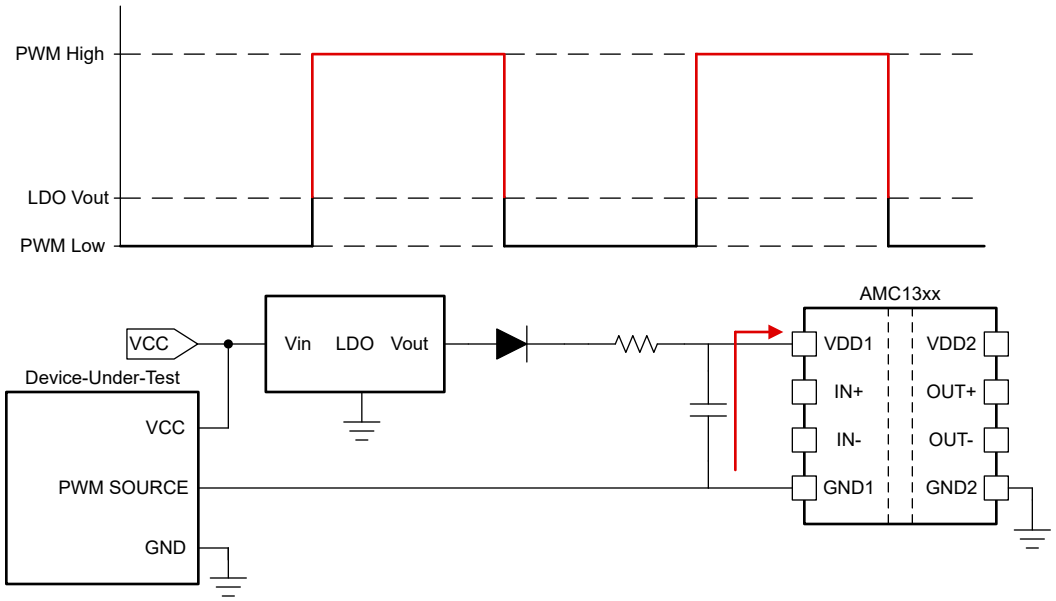


図 139. ブートストラップ コンデンサの放電

チャージ ポンプ コンデンサの選択

ブートストラップから供給される最大値は、入力電源をブートストラップに取り込み、ダイオードの電圧降下を減算することで概算できます。ただし、RC 回路と PWM 信号の値によっては、ブートストラップが最大値に達する前に、ブートストラップが定常状態に達することがあります。RC 時定数は次のように定義されます。

$$\tau = R \times C \tag{59}$$

コンデンサと抵抗によって、コンデンサの充電および放電に関する RC 時定数が決定されます。スタートアップ時間と定常状態のリップルの間には、トレードオフがあります。時定数が小さいほど、コンデンサの充電と放電をより迅速に実行でき、より早く定常状態に到達できます。ただし、コンデンサが定常状態に達すると、時定数が大きい場合よりも、PWM デューティ サイクルごとに、コンデンサが充電または放電する電圧が大きくなり、リップルが大きくなる可能性があります。同様に、時定数が大きいほど、充電または放電の時間が長くなるため、リップルが減少します。コンデンサの値は、次のパラメータを使用して推定できます。

1. PWM スイッチング周波数
2. PWM デューティ サイクル
3. 絶縁型アンプに電力を供給するために必要な電流
4. 許容リップル

式 61 に示すように **式 60** を並べ替えることで、容量を求めることができます。

$$Q = I \times t = \Delta V_{ripple} \times C \tag{60}$$

$$C = \frac{I \times t}{\Delta V_{ripple}} \tag{61}$$

スイッチング周波数 20kHz、デューティ サイクル 50%、AMC1311-Q1 データシートからの最大電流を使用し、100mV の最大リップル要件が要求されると仮定すると、次の最小容量値が求められます。

$$C = \frac{9.7mA \times 0.5 \times \frac{1}{20kHz}}{100mV} = 2.4\mu F \tag{62}$$

そこから、ブートストラップのシミュレーションを実行してスタートアップ時間を推定し、スタートアップ時間の要件に基づいて適切なコンデンサと抵抗を選択できます。抵抗がアンプのハイサイドに十分な電流が流れることを妨げないように、抵抗を選択する必要があります。

TINA-TI でのシミュレーション

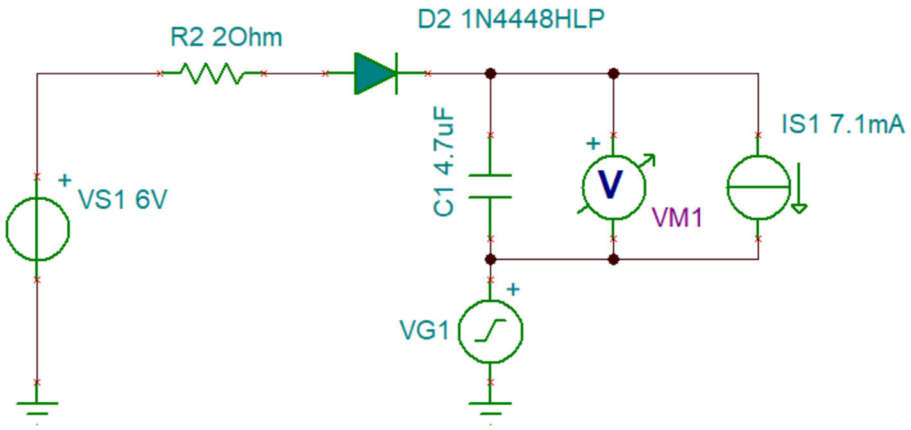


***図 140.** シミュレーション モデル*

VS1 は LDO からの出力であり、VG1 は PWM 信号のシミュレーションに使用し、IS1 は絶縁型アンプから引き出す負荷をシミュレーションします。VS1 は 6V、ダイオードの両端での電圧降下は 300mV なので、ブートストラップの最大出力は 5.4V です。VG1 は 20kHz、50V $_{pp}$ の PWM 信号を調達し、デューティ サイクルは 50% です。C1 では、4 種類のコンデンサ値がステップ実行されます。

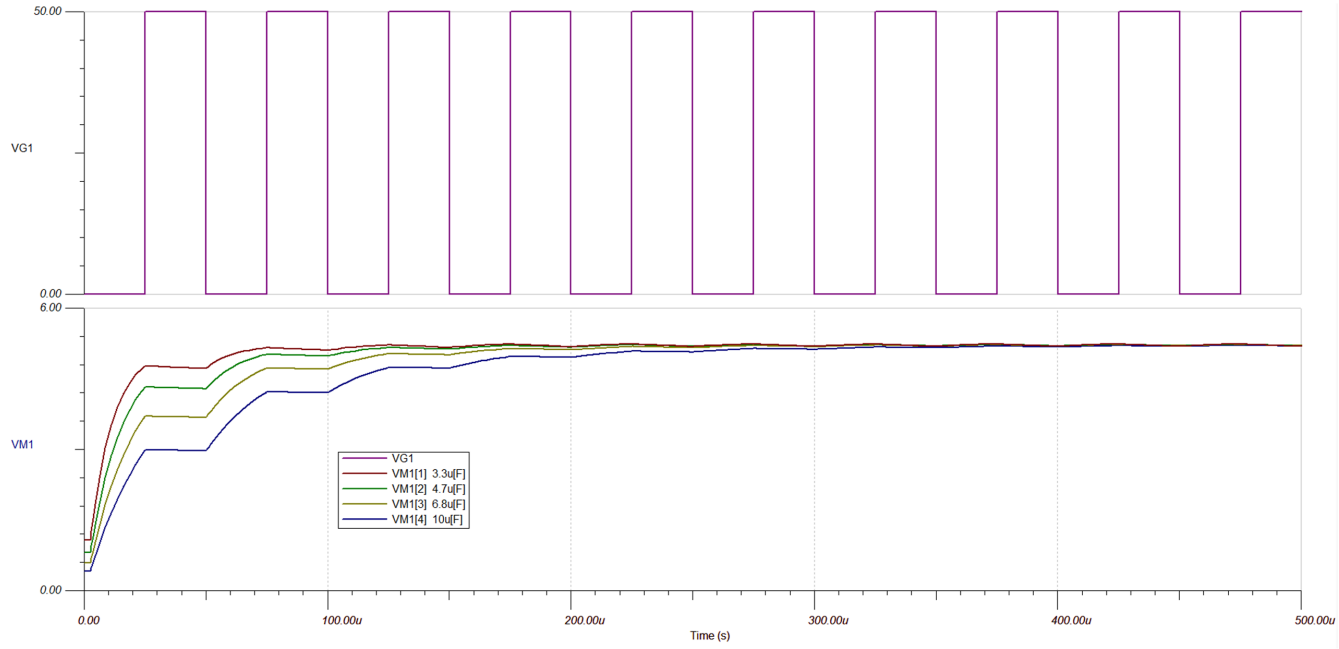


***図 141.** コンデンサ値の比較*

表 22. 各種コンデンサを使用した定常状態出力電圧

コンデンサの値 (µF)	定常状態リップル (mV)	平均定常状態値 (V)
3.3	53.6	5.215
4.7	37.7	5.200
6.8	25.8	5.215
10	17.7	5.215

図 141 に、同じ PWM 信号での 4 種類のコンデンサ値を示します。**表 22** に、各種コンデンサを使用した定常状態出力電圧を示します。どのコンデンサも理論上の最大定常状態値である 5.4V に達しないことに注意してください。ただし、リップルが減少すると、スタートアップ時間は明らかに増加します。4.7µF を持つ信号は、スタートアップ時間とリップルの間でバランスがとれています。

ブートストラップ回路のスタートアップ時間と定常状態のリップルは、入力 PWM 信号の周波数とデューティ サイクルにも依存します。シミュレーションでは、C1 を単一の値に設定し、VG1 によって生成される PWM 信号を変更することで、このことを確認できます。

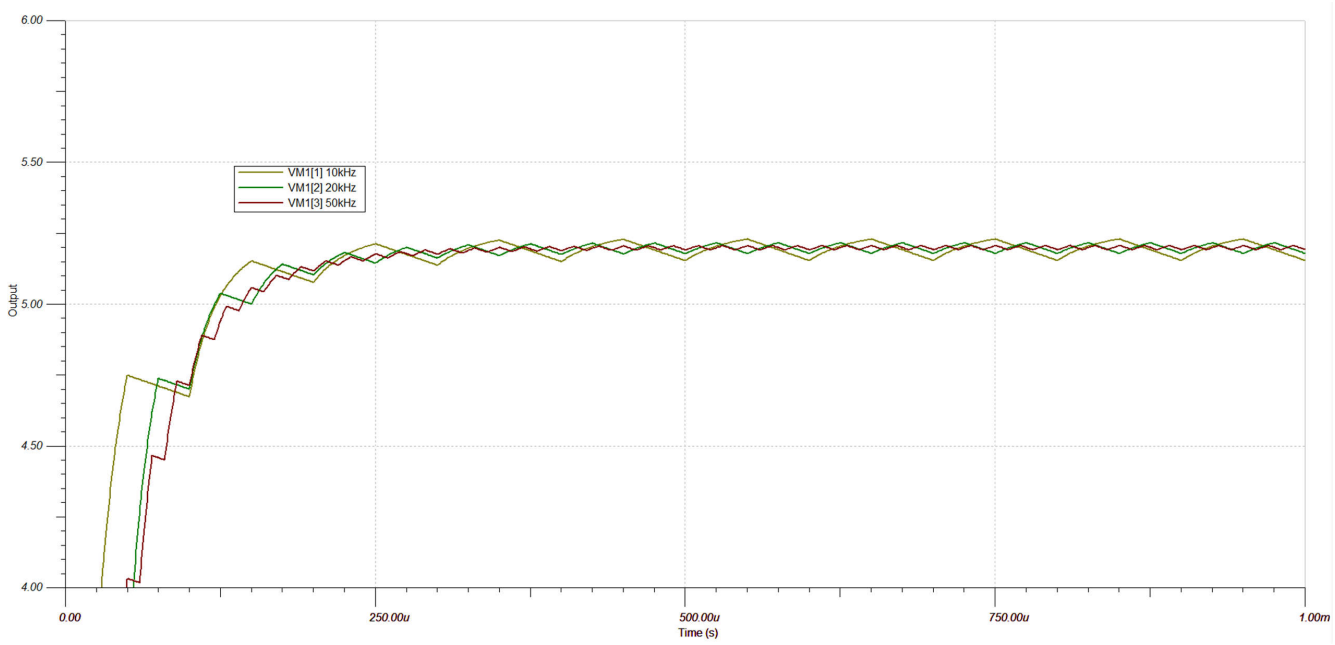


図 142. *PWM 周波数の変更*

表 23. 各種周波数のスタートアップ時間と定常状態電圧

PWM 周波数 (kHz)	定常状態リップル (mV)	平均定常状態値 (V)
10	75.1	5.190
20	37.7	5.200
50	14.7	5.200

C1 は 4.7µF で、PWM 信号の振幅は $50V_{pp}$、デューティ サイクルは 50% です。**表 23** に示すように、この周波数は、スタートアップ時間や平均定常状態にそれほど大きな影響を及ぼさずに、出力リップルにかなり大きな影響を及ぼします。

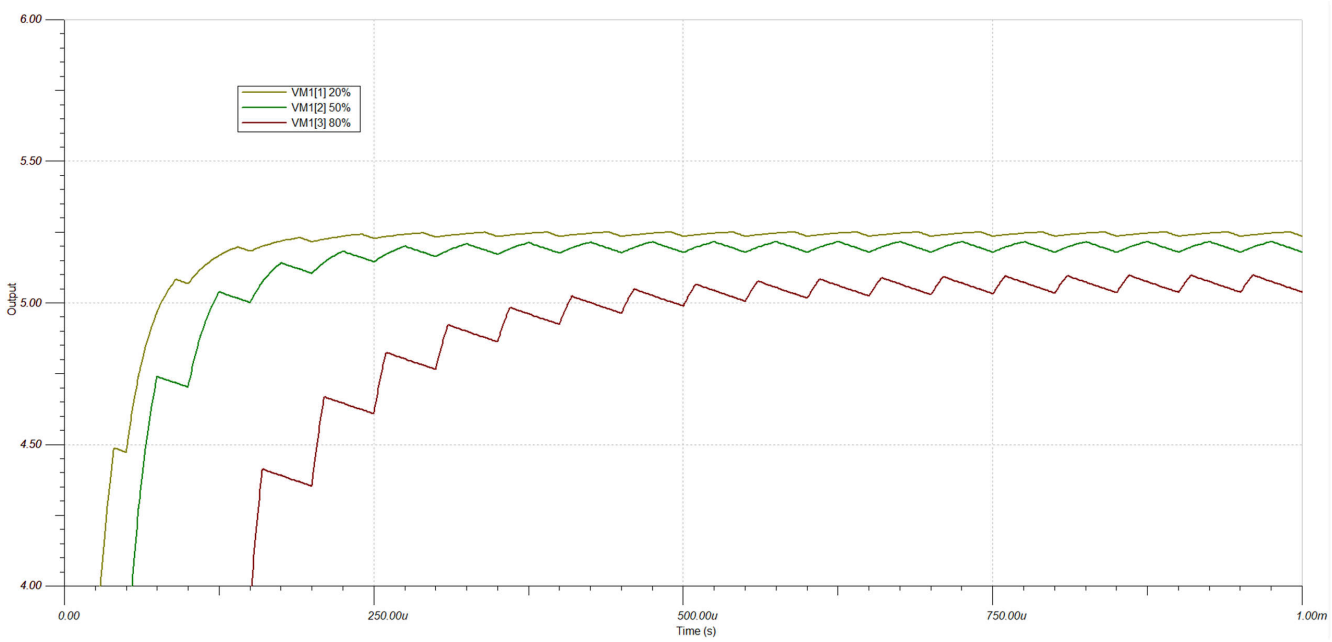


図 143. *PWM デューティ サイクルの変更*

表 24. 各種デューティ サイクルのスタートアップ時間と定常状態電圧

PWM のデューティ サイクル	定常状態リップル (mV)	平均定常状態値 (V)
20%	14.7	5.245
50%	37.7	5.200
80%	59.9	5.070

C1 は 4.7µF で、PWM 信号の振幅は 50V_{pp}、周波数は 20kHz です。**図 143** および **表 24** に示すように、スタートアップ時間と平均出力はさらに大きな影響を受けます。

リップルが大きすぎると、電源のバウンスが出力に同相誤差を引き起こす可能性があるため、絶縁型アンプの性能に影響を及ぼす可能性があります。ただし、アンプがアンプのハイサイド電源の最小推奨値に達するまで、絶縁アンプが DUT を正確に測定することは検証できません。予測される PWM 出力信号を把握していることは、システムのパラメータ内で効果的なブートストラップ回路を設計する上で非常に重要です。ただし、4.7µF コンデンサは、PWM 信号のデューティ サイクル 50%、周波数 20kHz を想定して選択されているため (**セクション 8.1.2.1** を参照)、PWM 信号の特性に基づいて最小容量を調整できます (**式 62** を参照)。

AMC1311-Q1 によるハードウェア テスト

シミュレーションを検証するために、実際の回路を 図 137 として構築します。C = 4.7µF、R = 2Ω、LDO の出力は 6V、入力 PWM 信号は 20kHz において 50V_{pp} で、デューティ サイクルは 50% です。AMC1311-Q1 は選択された絶縁型アンプ、TPS7A4101 は広い入力範囲に対応する選択された LDO です。

スタートアップ時間は 260µs 付近で、定常状態の出力は 5.1V でリップルは 29.7mV であり、図 140 とかなり一致しています。シミュレーションとハードウェアの不一致は、シミュレーションの設計には考慮されていない機器の電流制限が原因で発生します。

クリーンな電源を使用する場合と比較して、ブートストラップ電源からのリップルが AMC1311-Q1 の性能に及ぼす影響は最小限でした。このクリーンな信号は、1 個のトランスと 1 個の LDO を使用して、ローサイド電源レールから生成されたものです。このトランスの電源サイズは、ブートストラップ電源の約 2 倍であり、トランスのコストが原因で、ブートストラップに比べてかなり高価です。リップルが大きすぎた場合は、シンプルな RC フィルタを使用してブートストラップ電源を平滑化することもできます。この場合、回路のサイズとコストを最小限に抑えることができます。

まとめ

チャージ ポンプ ブートストラップ回路は、PWM アプリケーションで絶縁型アンプ用の絶縁型電源レールを生成する効果的な方法です。適切に設計されたブートストラップ電源は、スペースとコストを節約しながら、クリーンな電源と同様に効果的に動作できます。

ブートストラップ回路を設計する際には、いくつかの重要な要因を考慮する必要があります。絶縁型アンプの引き込み電流、PWM 信号の周波数とデューティ サイクル、回路のスタートアップ時間の許容範囲、絶縁型アンプの許容電源リップルを把握しておくことが重要です。これらの仕様はすべて、ブートストラップ回路で使用する RC 回路の選択に影響を及ぼす可能性があります。ブートストラップのシミュレーションが簡単で、設計者はさまざまな回路条件でさまざまな RC 値を簡単にテストできるため、選定プロセスが非常に簡単になります。

リファレンス

1. テキサス・インスツルメンツ、『AMC13xx のパラメータ テーブル』。
2. テキサス・インスツルメンツ、『ブートストラップ チャージ ポンプ手法を使用する DC + バス電源ソリューション』アプリケーション ノート。
3. テキサス・インスツルメンツ、『Using Isolated Comparators for Fault Detection in Electric Motor Drives』アナログ設計ジャーナル。
4. テキサス・インスツルメンツ、『絶縁型電流センシングの設計上の考慮事項』アナログ設計ジャーナル。

MCU への絶縁型変調器のデジタル インターフェイスによるクロック エッジ遅延補償

概要

高速デジタル インターフェイスを搭載した **AMC1306M25** などの絶縁型デルタ シグマ変調器は、**サーボ ドライブ**や**ロボット**のアプリケーションで、高精度、低レイテンシ、高ノイズ耐性のシャント ベース位相電流センシングに一般的に使用されています。特にクロック周波数が高い場合、信頼性の高い動作を実現するためには、適切な配線と終端、および対応する MCU のセットアップ タイミングとホールド タイミングへの準拠が不可欠です。MCU のタイミング要件を満たすために一般的に使用される方法である妥協案は、変調器のクロック周波数を低くすることですが、これによりデータ出力レートも低くなります。このアプリケーション ノートでは、変調器の最大クロック レートまでセットアップおよびホールド タイミング要件を満たすための、クロック エッジ補償方法の設計について詳しく説明します。これにより、システムは最大データ レートで動作可能になります。このアプリケーション ノートでは、クロック エッジ補償のオプションの概要を説明し、C2000™ および Sitara™ MCU に接続されたテキサス・インスツルメンツの絶縁型変調器 AMC130x を使った測定例を示します。さらに、デジタル インターフェイスのタイミングを検証するための計算ツールも用意されています。

はじめに

高精度で低レイテンシの絶縁型位相電流センシングが 3 相インバータの性能に大きな影響を及ぼすため、**サーボ ドライブ**や**ロボット** アプリケーションでは一般的に、絶縁型デルタ シグマ変調器がシャント ベースの位相電流センシングに使用されます。デルタ シグマ変調器は、LVDS または CMOS インターフェイスを使用して MCU にデジタル ビット ストリームを供給し、優れたノイズ耐性、高精度、低レイテンシの位相電流測定を実現します。絶縁型変調器の詳細については、アプリケーション ノート『**絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較**』を参照してください。

多くの場合、シャントと絶縁型デルタ シグマ変調器は電力段プリント基板 (PCB) に配置し、MCU は図 1 に示すように別の制御基板 PCB に配置します。デジタル シグナル インテグリティを実現するには、PCB とインターフェイス コネクタの適切な配線方法が不可欠です。クロックおよびデータ ラインの配線と終端のベスト プラクティスについては、『**絶縁型デルタ シグマ変調器を使用したシグナル インテグリティの向上』で説明しています。『モーター駆動における変調器 (ti.com)**』アプリケーション レポート。

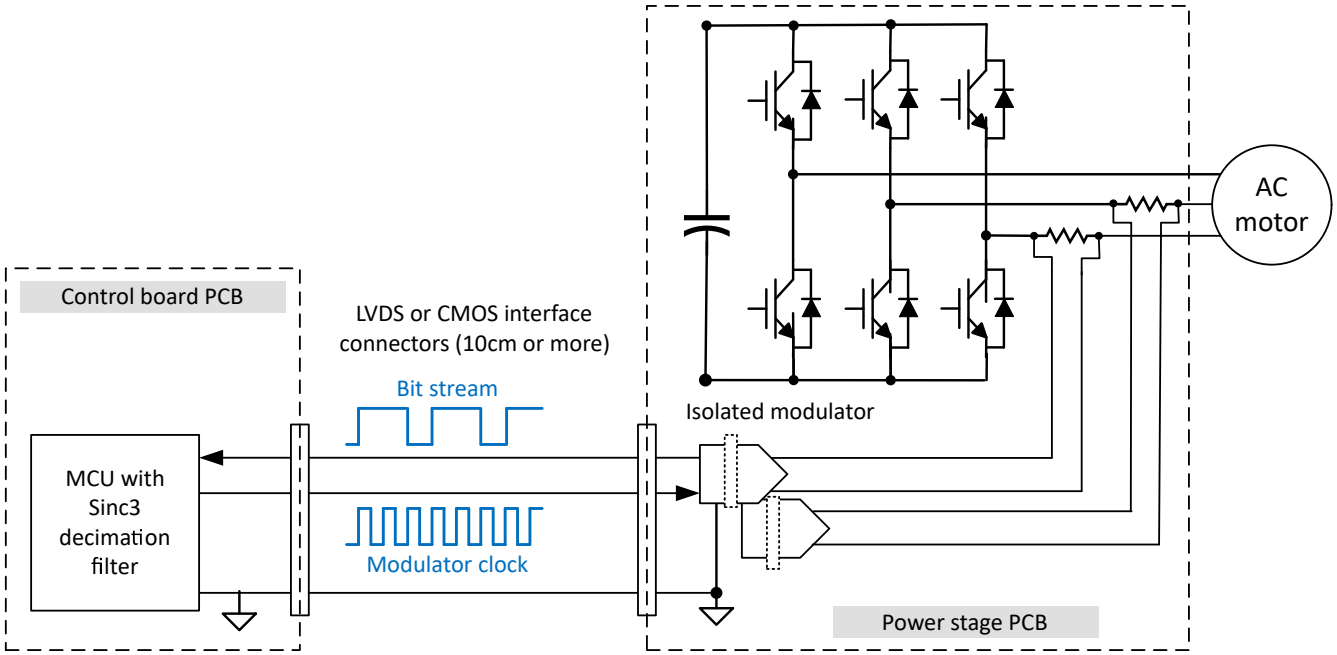


図 144. *MCU から絶縁型変調器へのデジタル インターフェイスを備えた三相インバータの概略ブロック図*

変調器のクロック エッジとデジタル ビットストリームの間のタイミングを合わせることは、特に信号パターンが非常に長く追加のバッファやレベル シフタが使用される場合、さらなる設計上の課題となる可能性があります。変調器のクロックとビットストリーム信号の伝搬遅延が長くなると、MCU でのクロック エッジとビットストリーム データの間のタイミングを合わせるために、設計者は変調器のクロックを最大の 21MHz (AMC1306) から例えば 15MHz に減らす必要すら生じます。このため、相電流の総合的な測定レイテンシは、選択した変調クロックに反比例して増加します。たとえば、一般的に使用されるオーバーサンプリング レートが 64 の Sinc3 デシメーション フィルタでは、20MHz 変調クロックでの測定レイテンシ (伝搬遅延) は 4.8us ですが、15MHz 変調クロックのみが使用可能な場合、レイテンシは 6.4us に増加します。

この資料の以下のセクションでは、この設計上の課題を克服するためのデジタル タイミング補償方法の概要を紹介し、絶縁型変調器を使用する設計が最高精度の測定だけでなく非常に簡単な測定も実現できることを示します。

デジタル インターフェイスのタイミング仕様に関する設計上の課題

絶縁型 デルタ シグマ 変調器は、外部生成と内部生成の両方のクロック信号に対して、CMOS インターフェイスまたは LVDS インターフェイスのいずれかを使用するインターフェイス オプションを提供します。CMOS インターフェイスを搭載した **AMC1306M25** や LVDS インターフェイスを搭載した **AMC1305L25** など、外部から供給されたクロック ソースを持つデバイスの場合、クロック信号は MCU からデルタ シグマ変調器のクロック入力にルーティングされます。一方、**AMC1303M2520** など、内部にクロック ソースを搭載したデバイスの場合、出力ビットストリームは内部で生成されたクロックに同期します。**AMC1306E25** のように、1 線式のデータおよびクロック転送をサポートする、マンチェスター符号化された出力ビット ストリームを持つ絶縁型デルタ シグマ変調デバイスもあります。すべての絶縁型デルタ シグマ変調器について、変調器のデータ出力はデジタルの 1 と 0 のビット ストリームを提供し、クロック エッジに同期してシフト アウトされます。

図 145 に、絶縁型デルタ シグマ変調器 AMC1306M25 と C2000 MCU **TMS320F28379D** の間の 3.3V I/O を備えた CMOS インターフェイスの概略例を示します。AMC1306M25 には外部のクロック ソースが必要なため、クロック信号は MCU TMS320F28379D によって生成され、デルタ シグマ変調器のクロック入力 CLKIN に供給されます。並行して、生成されたクロック信号も MCU のシグマ デルタ フィルタ モジュール (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) へのクロック入力にルーティングされます。システム設計によっては、MCU と絶縁型デルタ シグマ変調器の間のクロック インターフェイスにクロック バッファを搭載することができます。デルタ シグマ変調器の絶縁型データ出力 DOUT は、MCU のシグマ デルタ フィルタ モジュール (SDFM) データ入力 SD1_D1 (GPIO122) に直接接続されています。

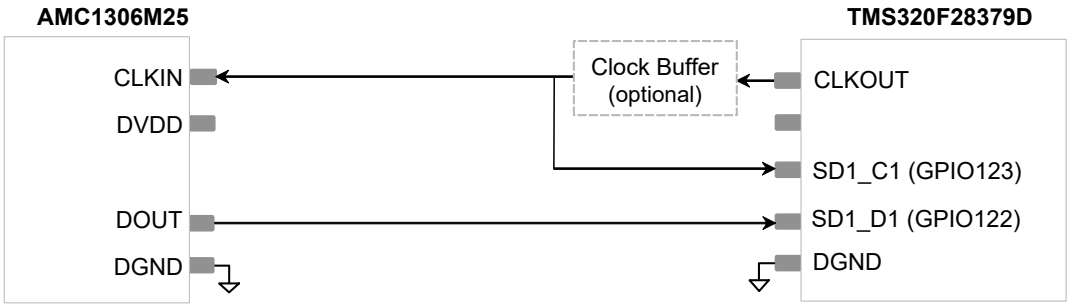


***図 145.** TMS320F28379D への AMC1306M25 のデジタル インターフェイスの概略*

絶縁型デルタ シグマ変調器と MCU の間の有効な通信は、該当するデバイスのデータシートに、セットアップおよびホールドのタイミング要件により記載されます。セットアップ時間とは、MCU 内のデータ信号をキャプチャするため、クロック信号が遷移する前に、データ信号が有効で安定している必要がある時間の長さです。ホールド時間は、クロック信号の遷移が発生した後、信号が有効で安定して保持されなければならない時間です。違反すると誤ったデータがキャプチャされる可能性があるため、MCU のセット

アップ時間とホールド時間の要件を満たすことが不可欠です。絶縁型デルタ シグマ変調器と MCU のデジタル インターフェイスのセットアップおよびホールド タイミング要件に互換性がない場合、設計上の課題が発生する可能性があります。

図 146 に、データ ホールド時間 t_h(MIN) = 3.5ns、データ遅延時間 t_d (MAX) = 15ns で、5MHz から 21MHz の推奨クロック周波数 (CLKIN) をサポートする AMC1306x のセットアップおよびホールド時間のデジタル インターフェイスのタイミングの概要を示します。

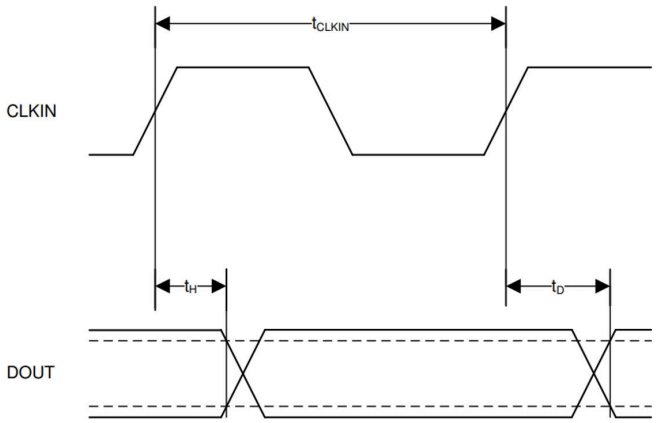


図 146. *AMC1306x のデジタル インターフェイスのタイミング*

図 147 に、TMS320F28379D シグマ デルタ フィルタ モジュール (SDFM) のモード 0 のタイミング図の概要を示します。SDx_Dy のデータ入力は、SDFM モジュールの SDx_Cy 信号の立ち上がりクロック エッジを基準として、最小セットアップ時間 $t_{su(SDDV-SDCH)M0}$ および最小ホールド時間 $t_{h(SDCH-SDD)M0}$ を満たす必要があります。

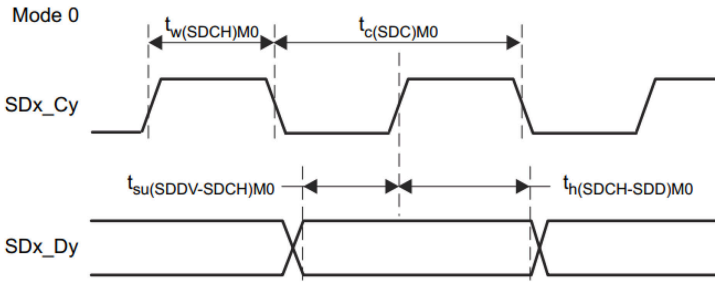


図 147. *TMS320F28379D SDFM タイミング図 - モード 0*

モード 0 の TMS320F28379D SDFM モジュールでは、検定済み GPIO (3 サンプル ウィンドウ) で SDFM 動作を使用することを推奨します。このモードでは、入力クロック信号 (SDx_Cy) とデータ入力 (SDx_Dy) のランダム ノイズ グリッチに対する保護が提供され、コンパレータの過電流の誤トリップと Sinc フィルタの誤出力を防止できます。TMD320F28379D を使用した 200MHz システム クロックの最小セットアップ時間およびホールド時間は、両方とも 10ns です ($t_{su\ (SDDV-SDCH)M0}$ (MIN) = 10ns および $t_{h(SDCH-SDD)M0}$ (MIN) = 10ns)。

AMC1306M25 の最小ホールド時間 t_h (MIN) は 3.5ns であるため、設計上の課題が生じますが、SDx_Cy 信号の立ち上がりクロック エッジを基準として、データ入力 SDx_Dy での正しいデータ取得を維持するには SDFM モジュールで 10ns が必要です。

付加的な課題は、クロック バッファのようなデジタル インターフェイスを使用するシグナル チェーン内の付加的な部品の伝搬遅延や、PCB 上のパターン長によって生じるクロック信号とデータ信号の伝搬遅延が、SDx_Cy と SDx_Dy 入力の間のタイミングに影響を及ぼし、データ入力の正しいアクイジション タイミングが複雑になります。

AMC1305L25 など、LVDS インターフェイスを採用したデルタ シグマ変調器にも、同じことが当てはまります。CMOS インターフェイス タイプの AMC1306M25 デルタ シグマ変調器との唯一の違いは、CMOS インターフェイスを搭載した MCU へのデジタル信号チェーンに **LVDS ドライバやレシーバ**のような追加部品が必要なことで、その結果、伝搬遅延がさらに長くなります。**図 148** に、LVDS インターフェイスを備えた絶縁型デルタ シグマ変調器 AMC1305L25 と、CMOS インターフェイスを備えた MCU TMS320F28379D の間のデジタル インターフェイスの概略を示します。

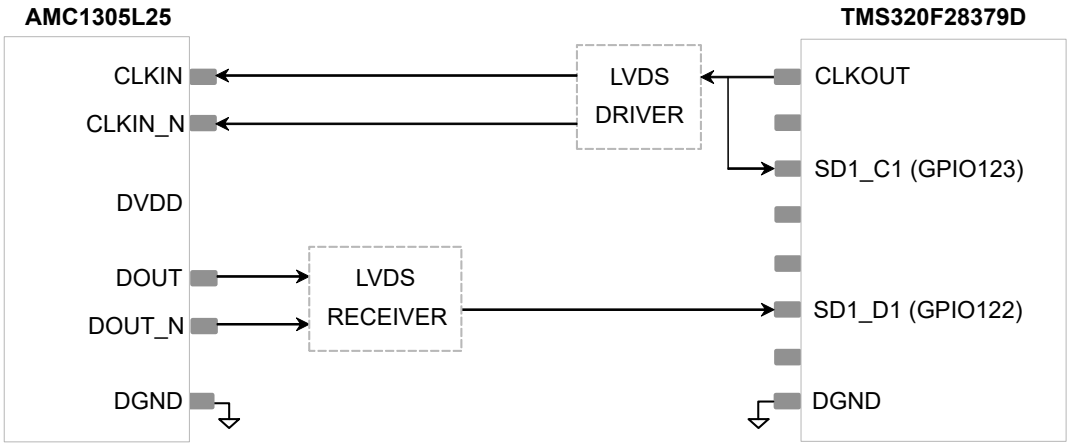


図 148. *TMS320F28379D への AMC1305L25 のデジタル インターフェイス*

図 149 に、内部で生成されたクロック ソース AMC1303Mx と、CMOS インターフェイス付きの絶縁型デルタ シグマ変調器と CMOS インターフェイス付きの TMS320F28379D とのデジタル インターフェイスの概略を示します。AMC1303Mx の内部生成されたクロック信号 CLKOUT は、MCU のシグマ デルタ フィルタ モジュール (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) に入力されます。デルタ シグマ変調器の絶縁型データ出力 DOUT は、SDFM の MCU データ入力 SD1_D1 (GPIO122) に直接接続されています。

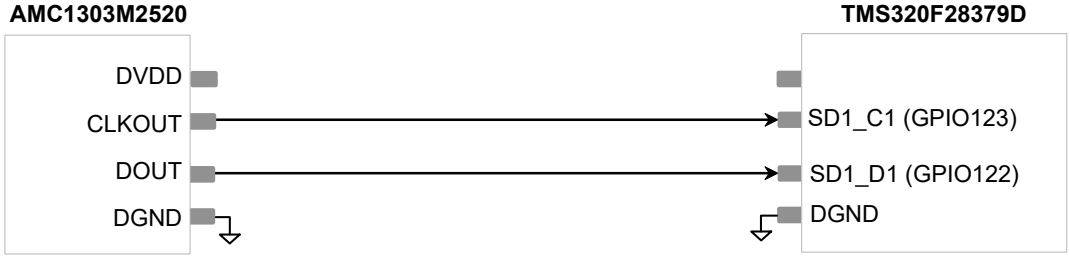


図 149. *TMS320F28379D への AMC1303M2520 の 3.3V CMOS デジタル インターフェイス*

絶縁型変調器を内部クロックとともに使用する場合、デジタル インターフェイスの課題は、絶縁型デルタ シグマ変調器のさまざまなタイミング仕様と MCU のセットアップ時間およびホールド時間に限定されます。クロック信号とデータ信号が同じ長さで配線されている場合、PCB 上のパターン長によって生じるクロック信号とデータ信号の伝搬遅延は無視できます。通常、変調器は MCU に直接インターフェイスされているので、伝搬遅延の増加をもたらすバッファやレベル シフタは不要です。

10MHz および 20MHz クロック バージョンでは、AMC1303Mx のホールド時間 t_h (MIN) は 7ns、遅延時間 t_d (MAX) は 15ns です。課題は、AMC1303Mx の最小ホールド t_h (MIN) が 7ns なのに、セットアップ時間やホールド時間の違反なしに、SDx_Dy でデータ入力を正しく取得するには、SDFM モジュールで 10ns が必要となることです。

AMC1306E25 など、マンチェスター エンコードされたビットストリーム出力を持つ絶縁型デルタ シグマ変調器の場合、データとクロックは 1 線式を使用して転送されます。そのため、受信デバイスのセットアップ時間とホールド時間の要件と変調器のクロックとの関係を考慮する必要はありません。

MCU のセットアップ時間とホールド時間の要件を満たすために一般的に使用される方法と妥協案は、クロック周波数の低減です。ただし、クロック周波数を低くすると、絶縁型デルタ シグマ変調器のデータ出力レートも低下し、電流測定のレイテンシが増加します。より適切な方法は、クロック エッジ遅延補償を使用することで、これにより、セットアップおよびホールドのタイミング要件を満たすために、クロック信号のクロック エッジをデータ信号の理想的なサンプル ポイントに移動できます。この方法を使用すると、クロック周波数の制限がなくなり、絶縁型デルタ シグマ変調器とシステムが最高の性能で動作できるようになります。

クロック エッジ遅延補償を使用した設計アプローチ

信頼性の高いデータ アクイジションを実現するため、MCU をセットアップおよびホールド タイミング要件を満たし、さらに最適化するには、クロック エッジ遅延補償を推奨します。クロック エッジ遅延補償は次のセクションで詳しく説明するように、さまざまな方法で実装できます。その概要は次のとおりです。

1. ソフトウェアで位相遅延を設定可能な追加のクロック信号
2. ハードウェアで位相遅延を構成可能なクロック信号
3. クロック復帰
4. MCU でのクロック反転

ソフトウェアで設定可能な位相遅延によるクロック信号補償

ソフトウェアで設定可能な位相遅延を持つ追加の位相ロック クロック信号を使用する最初の補償方法を、**図 150** に示します。この補償方法では、位相シフトされたクロック信号 CLKOUT_delay が、シグマ デルタ フィルタ モジュール (SDFM) の SD0_CLK へのクロック入力として使用されます。C2000 MCU など、他の種類のデルタ シグマ変調器や MCU の補償方法も同じ原理に従います。

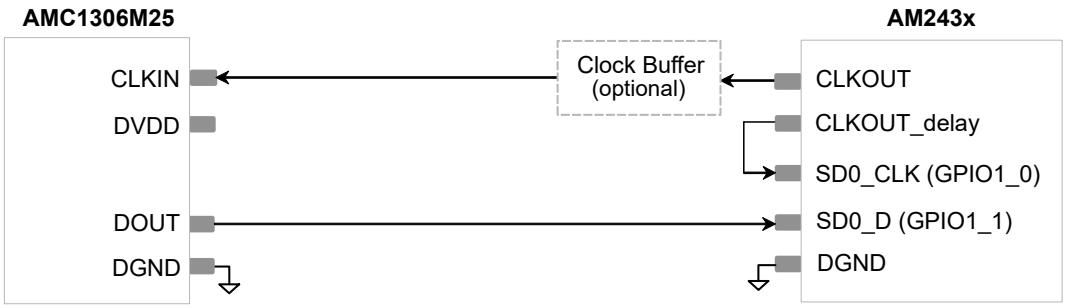


図 150. *ソフトウェアで設定可能なクロック位相遅延付き AMC1306M25 - AM243x MCU インターフェイス*

2 番目の位相シフトされたクロック信号を実装することで、最高の自由度とユーザーによる構成変更が可能になります。これは、ソフトウェアで単に位相シフトの値を変更するだけで、各種絶縁型変調器の最小ホールド時間 t_h(MIN) のさまざまな値を補償できることを意味します。**図 151** に示すように、SD0_CLK 入力でのクロック信号の立ち上がりエッジは、クロック信号が SDFM のデータ サンプリング ポイントに適合するように位相シフトされます。**AM243x PRU_ICSSG PRU のシグマ デルタ モードでのタイミング要**

件 は、最小セットアップ時間 $t_{su\ (SD_D\text{-}SD_CLK)}$ (MIN) = 10ns に対して 10ns、最小ホールド時間 $t_{h(SD_CLK\text{-}SD_D)}$ (MIN) = 5ns に対して 5ns です。AMC1306M25 の最小ホールド時間 t_h(MIN) は 3.5ns であるため、SDx_CLK 信号の立ち上がりクロック エッジを基準として、データ入力 SDx_D での正しいアクイジションを維持するために補償が必要になりますが、5ns が必要になることもあります。この補償方法を適用した後、AM243x PRU_ICSSG PRU のシグマ デルタ モードの 10ns の最小セットアップ タイミングおよび 5ns のホールド タイミング要件を満足します。図 151 を参照してください。

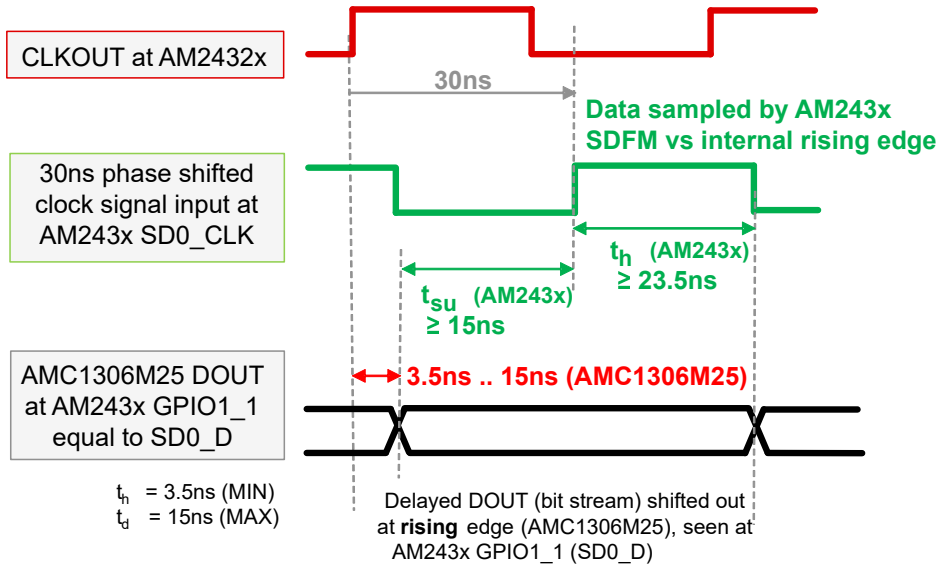


図 151. *SD0_CLK (GPIO1_1) で 30ns 位相シフト クロック信号入力を使用した AM243x SDFM のタイミング*

ハードウェアで構成可能な位相遅延によるクロック信号補償

AMC1306M25 と MCU の間のデジタル インターフェイスのハードウェアで構成可能な位相遅延によるクロック信号補償を 図 152 に示します。この補償方法では、ハードウェアの位相遅延によって位相シフトされたクロック信号を、MCU の SDFM モジュールのクロック入力 SDFM_CLKIN に接続します。このタイプの補償は、シグマ デルタ フィルタ モジュールを搭載したすべての MCU で機能しますが、推奨されるのは、外部クロック ソースと CMOS インターフェイスを搭載した絶縁型デルタ シグマ変調器のみです。

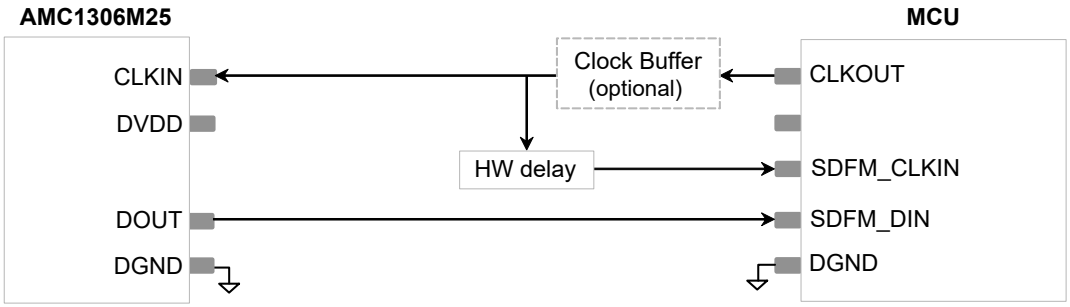


図 152. *MCU への AMC1306M25 デジタル インターフェイス、ハードウェアで構成可能な位相遅延による補償付き*

ハードウェアに位相遅延を実装するために、論理ゲートまたはバッファを使用してクロック信号に伝搬遅延を導入できます。ただし、ハードウェアに遅延を実装する場合、遅延の値はハードウェア ブロックの伝搬遅延に大きく依存し、自由度とユーザーによる構成可能性を制限します。ハードウェアで位相遅延を構成可能なクロック信号による補償の動作原理は、セクション 8.2.3.1 で説明するのと同じ原理に従います。

クロック復帰によるクロック信号補償

図 3-4 に、クロック復帰によるクロック信号補償を示します。この補償方法により、AMC1306M25 のクロック入力 CLKIN に供給されるクロック信号は、AMC1306M25 の CLKIN ピンから MCU の SDFM クロック入力 SDFM_CLKIN に戻されます。

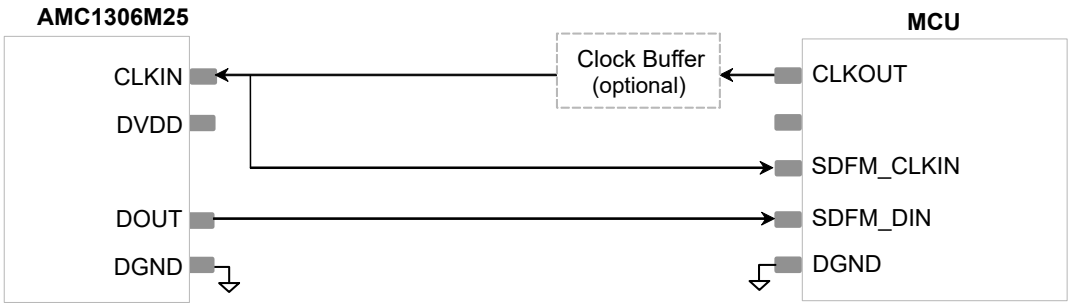


図 153. *MCU へのクロック復帰による補償付き AMC1306M25 デジタル インターフェイス*

この方法を使用することで、クロック バッファによる伝搬遅延と、PCB パターン長による伝搬遅延が、クロックおよびデータ信号に対して同じになります。したがって、クロック信号とデータ信号のこれらの遅延は互いに打ち消し合います。

ただし、AMC1306M25 デジタル インターフェイスのデータ ホールド時間 t_h(MIN) = 3.5ns およびデータ遅延時間 t_d (MAX) = 15ns のタイミング は、引き続き維持されます。つまり、PCB を構築した後で、SDFM の MCU のセットアップおよびホールド タイミング要件が満たされていることを検証する必要があります。このタイプの補償方法は、外部クロック ソースと CMOS インターフェイスを備えた絶縁型デルタ シグマ変調器にのみ推奨されます。

MCU におけるクロック反転によるクロック信号補償

クロック信号補償の最後の方法は、MCU でのクロック反転です。この方法は、外部クロック ソースと内部クロック ソースを組み合わせたデルタ シグマ変調器で動作します。この場合、選択する MCU は GPIO 入力を反転できる必要があります。SDFM (シグマ デルタ フィルタ モジュール) より前の TMS320F28379D GPIO 入力は、**図 154** に示すように、任意の GPIO で入力信号を反転するように設定できます。たとえば、クロック入力信号が GPIO123 で反転されるため、SD1_C1 クロック信号が AMC1303Mx のクロック信号に対して反転します。その結果、SDFM は **図 155** に示すように、GPIO123 の入力における外部クロック信号の立ち下がりエッジに対して入力データ SD1_D1 をサンプリングします。

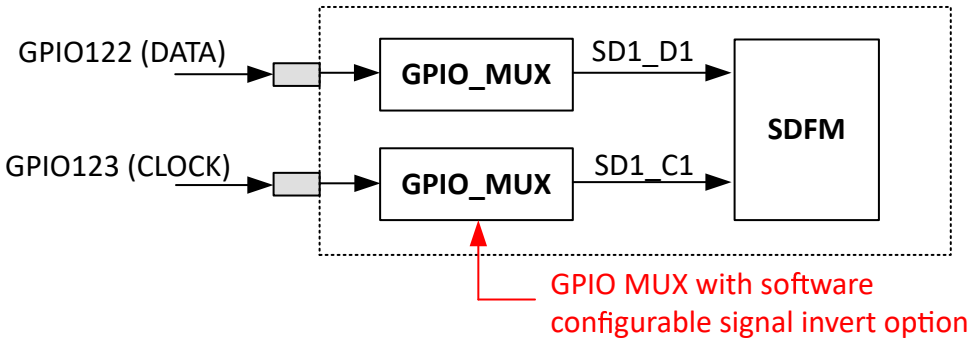


図 154. *TMS320F28379D SDFM/GPIO のブロック図*

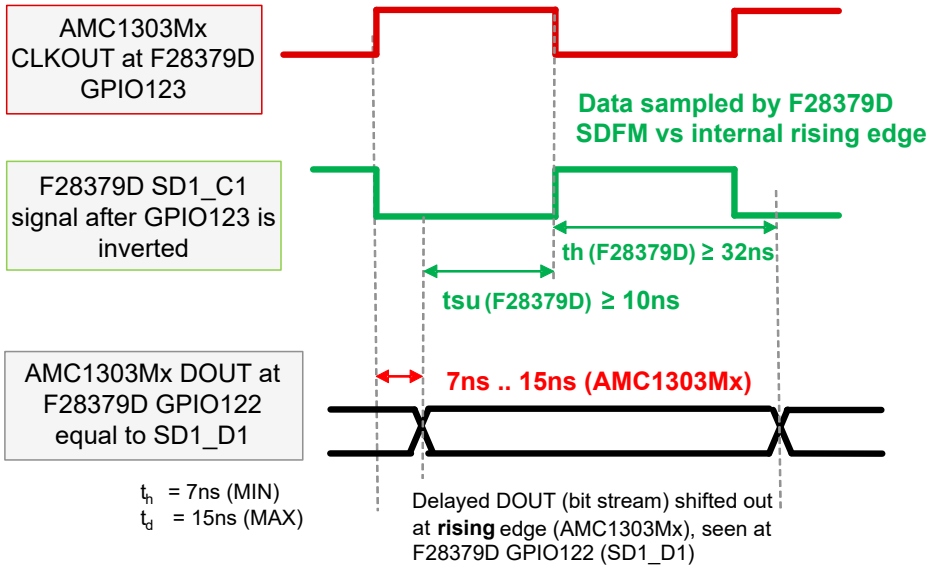


図 155. *GPIO123 での反転クロックの TMS320F28379D SDFM のタイミング*

GPIO を使用してクロック入力信号を反転すると、クロック信号にクロック周期の半分の固定遅延が追加されます。システム設定のタイミング仕様と伝搬遅延に応じて、この追加の遅延は SDFM 認定 GPIO (3 サンプル) モード 0 の最小 10ns の TMS320F28379D のセットアップおよびホールド タイミングを満たすのに十分です。ただし、このクロック信号補償方法の追加の遅延時間は固定されており変更できないため、結果として得られる SDFM 認定 GPIO (3 サンプル) モード 0 の MCU のセットアップとホールドのタイミングが満たされていることを、システム設計ごとに確認する必要があります。

この補償方法は、Sitara MCU にも適用できます。Sitara MCU では、外部クロック信号の立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの両方を、ソフトウェアでデータ収集ポイントとして設定できます。

テストと検証

以下のセクションでは、**セクション 8.2.3.1** で説明しているソフトウェアによる位相遅延を持つ追加のクロック信号を使用したクロック エッジ補償と、**セクション 8.2.3.4** で説明しているクロック反転を使用したクロック エッジ補償のテスト結果を示します。最初に試験装置とソフトウェアについて説明し、次にクロック信号補償方法の試験構成と測定やテストの結果について説明します。

試験装置とソフトウェア

この測定の主な試験装置を **表 25** に示します。

表 25. 試験装置一覧

説明	部品番号
AMC1306 強化絶縁型変調器の評価基板	**AMC1306EVM**
C2000™ Delfino™ MCU 向け F28379D LaunchPad™ 開発キット	**LAUNCHXL-F28379D**
Arm® ベース MCU 向け、AM243x 汎用 LaunchPad™ 開発キット	**LP-AM243**
高速オシロスコープ	Tektronix MSO 4104
シングルエンド プローブ	Tektronix P6139A

ソフトウェアの開発とデバッグは、**Code Composer Studio™ (CCS) バージョン 12.4.0** で実行されます。CCS は統合開発環境 (IDE) で、テキサス・インスツルメンツのマイコン (MCU) と組込みプロセッサ ポートフォリオをサポートしています。**C2000 マイコン用の C2000WARE - C2000Ware** をベースとする TMS320F28379D では、テキサス・インスツルメンツの社内テスト ソフトウェア

を使用しました。Sitara AM243x Launchpad では、Sitara™ マイコン **MCU-Plus-SDK-AM243X バージョン 09.00.00.35** 用の AM243x ソフトウェア開発キット (SDK) をベースとするテキサス・インスツルメンツ社内テスト ソフトウェアを使用しました。C2000 と Sitara の具体的な実装とソフトウェア サポートについては、**テキサス・インスツルメンツ E2E サポート フォーラム**をご覧ください。

ソフトウェアで設定可能な位相遅延によるクロック信号補償のテスト

この測定は、ソフトウェアで設定可能な位相遅延を持つ追加のクロック信号を使用して、セットアップおよびホールド タイミング要件がクロック信号補償で満たされることを検証するものです。テストは、C2000 TMS320F28379D Launchpad と Sitara AM243x Launchpad の両方を使用して実行および検証されました。

テスト構成

AMC1306EVM と C2000 TMS320F28379D Launchpad を使用した、ソフトウェアで構成可能な位相遅延測定による、追加のクロック信号でのクロック信号補償のテスト構成を **図 156** に示します。この測定を行うには、シングルエンド プローブを使用して AMC1306EVM のクロック入力 CLKIN でのクロック信号と、SDFM の MCU データ入力 SD1_D1 (GPIO122) で測定されたデルタ シグマ変調器のデータ出力 DOUT を測定します。位相遅延をソフトウェアでプログラム可能なクロック信号は、MCU のシグマ デルタ フィルタ モジュール (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) のクロック入力で測定されます。AMC1306EVM の入力ピン AINP と AINN は互いに短絡してグランドに接続されているため、50/50 の 1 と 0 の密度が出力されます。アナログ電源 AVDD は、評価基板上の絶縁型トランス回路を使用して生成します。絶縁型変調器のデジタル電源である DVDD (3.3V) は、C2000 TMS320F28379D Launchpad から電力を供給されます。

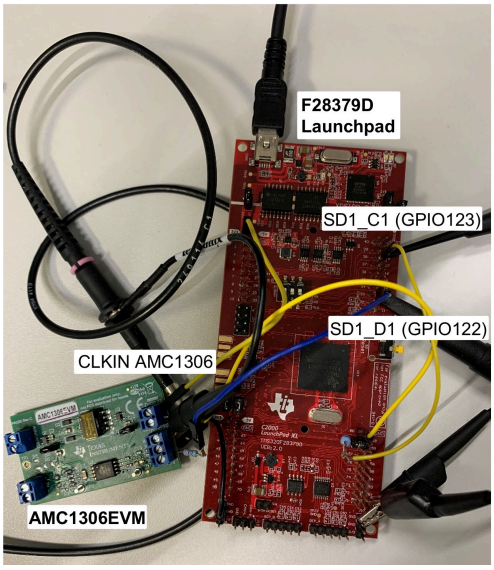


図 156. *AMC1306EVM と C2000 TMS320F28379D LaunchPad を使用した、ソフトウェアでの位相遅延によるクロック信号補償のテスト構成*

図 157 に、Sitara AM243x LaunchPad を使用した同じ測定構成と、対応する測定ポイントを示します。

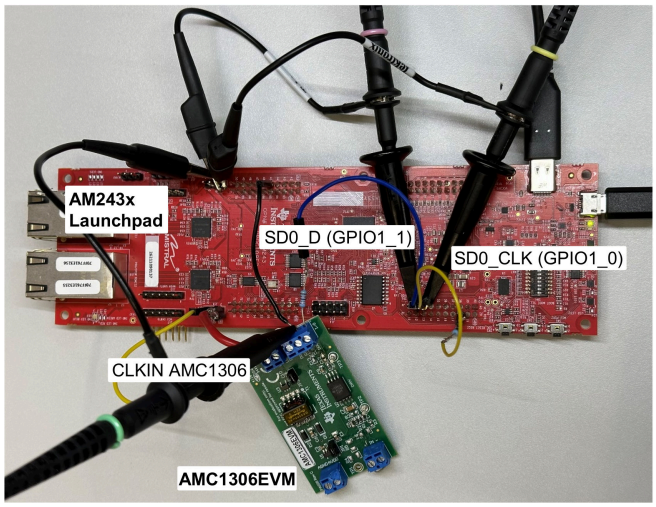


図 157. *AMC1306EVM と Sitara AM243x LaunchPad を使用した、ソフトウェアで構成可能な位相遅延によるクロック信号補償のテスト構成*

テスト測定結果

TMS320F28379D では、内部のテキサス・インスツルメンツ SDFM ソフトウェア プロジェクトを実行しており、2 つの GPIO である GPIO122 と GPIO123 を SDFM モードに設定しています。SDFM データ フィルタは、オーバーサンプリング率 64 (OSR64) で Sinc3 用に構成されます。このテストを実行するには、ePWM4 モジュールを使用してデューティ サイクル 50% の 20MHz クロック信号を生成し、AMC1306EVM の CLKIN ピンに供給します。ePWM5 モジュールは、50% のデューティ サイクルと 30ns の位相シフトで、フェーズ ロックされた 20MHz クロック信号を出力するように設定されています。この信号は SD1_C1 (GPIO123) に供給されます。AMC1306EVM の DOUT データ ビットストリームは立ち上がりクロック エッジでのみ変化するため、AMC1306 データシートのセクション 7.11「スイッチング特性」に記載されているように、クロック サイクルごとに 1 回であることに注意してください。

図 158 に、オシロスコープ測定とインターフェイス図を示します。AMC1306EVM の CLKIN ピンに入力されるクロック信号は、チャネル 3 の緑色の波形で表現されています。AMC1306EVM から出力されるデータ信号は、チャネル 2 の赤色で示した SD1_D1 (GPIO122) 信号です。SD1_C1 (GPIO123) に入力される位相シフトされたクロック信号は、チャネル 1 で測定された青色の波形です。SDFM モジュールは、位相シフトされたクロック信号 SD1_C1 (GPIO123) の立ち上がりエッジに対してデータ信号をサンプリングするため、セットアップ時間は約 18ns、ホールド時間は約 24ns になります。これにより、SDFM 認定 GPIO (3 サンプル) モード 0 の最小 10ns の TMS320F28379D のセットアップおよびホールド タイミングが満たされます。さらに、この設計は、システムの伝搬遅延の変化 (正または負) を許容できるように、最適なマージンを提供します。

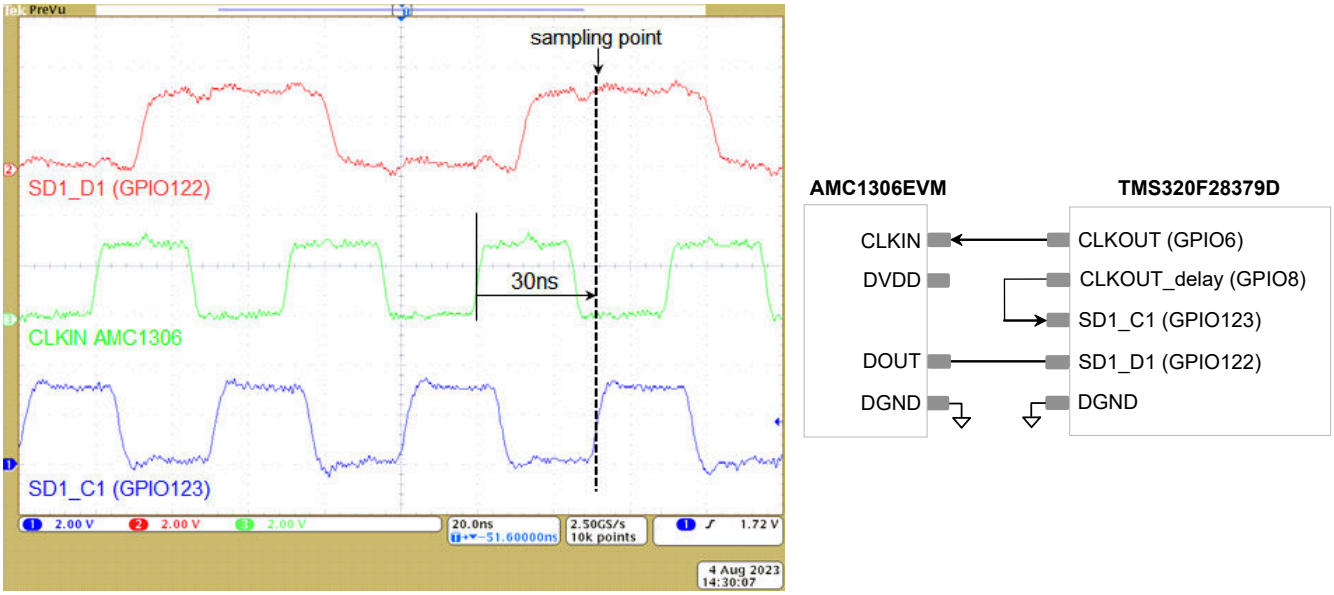


図 158. ソフトウェアで構成可能な位相遅延によるクロック信号補償を使用した AMC1306EVM と TMS320F28379D のデジタル インターフェイス タイミングの測定結果

図 159 に、Sitara AM243x LaunchPad を使用して実行した同様のテストの測定結果を示します。結論として、ソフトウェアで構成可能な位相遅延を持つ追加のクロック信号を使用したクロック信号の補償は、MCU のセットアップおよびホールドのタイミング要件を満たすことが認められた方法です。この方法は位相シフトの値を構成できる上に、位相シフトしたクロック信号実装のために GPIO ピンを追加するだけでよいので、広い範囲の MCU で使用でき、最高の自由度を提供します。

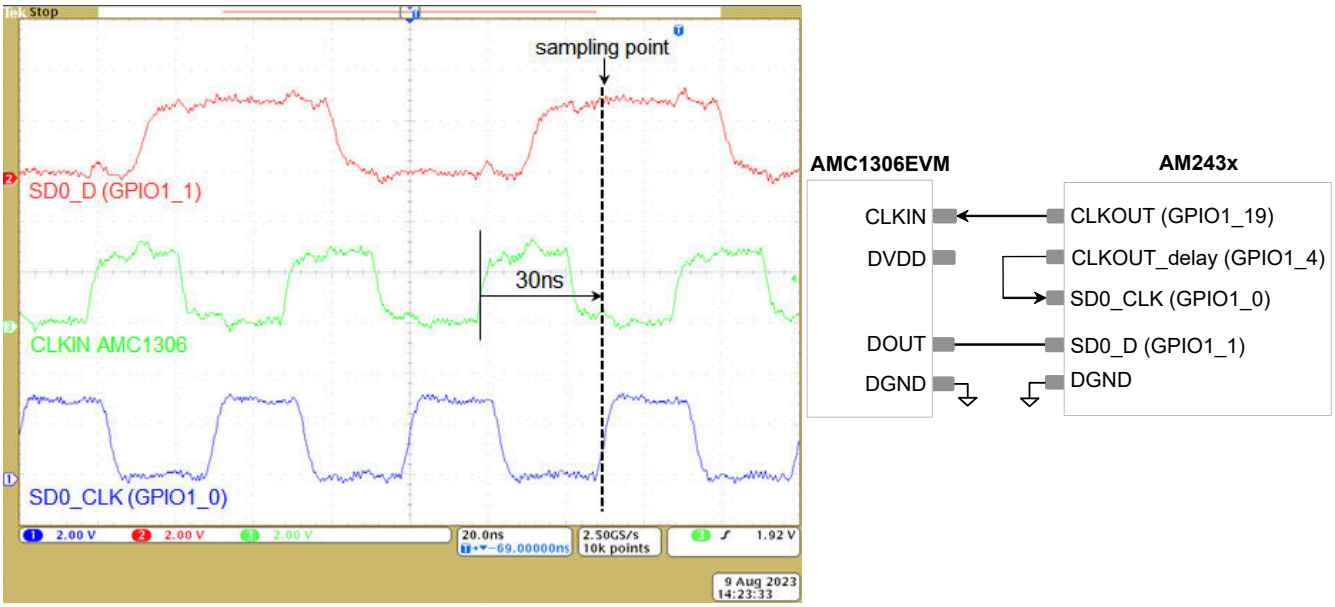


図 159. ソフトウェアで構成可能な位相遅延によるクロック信号補償を使用した AMC1306EVM と AM243x のデジタル インターフェイス タイミングの測定結果

MCU におけるクロック反転によるクロック信号補償のテスト

この構成は C2000 TMS320F28379D Launchpad を用いてテストおよび検証を行っています。

テスト構成

C2000 TMS320F28379D Launchpad を使用した MCU でのクロック反転によるクロック信号補償のテスト構成を **図 160** に示します。この測定では、MCU によって 2 つのテスト信号が生成されます。一方の信号は MCU SDFM のクロック入力 SD1_C1 (GPIO123) に接続され、もう一方の信号は SDFM のデータ入力 SD1_D1 (GPIO122) に接続されます。

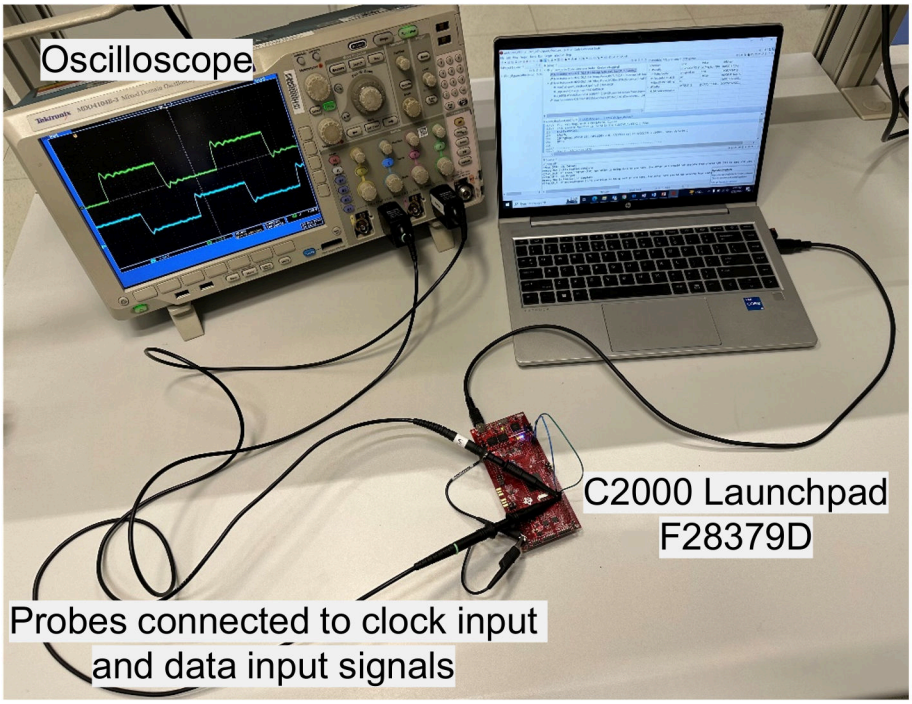


***図 160.** デジタル インターフェイスのタイミング検証のテスト構成*

テスト測定結果

TMS320F28379D では、内部のテキサス・インスツルメンツ SDFM ソフトウェア プロジェクトを実行しており、2 つの GPIO である GPIO122 と GPIO123 を SDFM モードに設定しています。SDFM フィルタは、Sinc3 および OSR™ 64 フィルタ用に構成されます。Sinc3 OSR64 フィルタは、16 ビットの 2 の補数整数を出力し、最大フルスケール範囲は +16384～-16384 です。

このテストを実行するには、デューティ サイクル 50% の 90 度位相シフトされた 10MHz クロック信号 2 つを、それぞれ GPIO123 (SD1_C1) および GPIO122 (SD1_D1) に供給します。AMC1306EVM の DOUT データ ビットストリームは、クロックの立ち上がりエッジでのみ変化するため、クロック サイクルごとに 1 回変化することに注意してください。このテストでは、SD1_D1 データは半クロック サイクルごとに 0 と 1 の間で切り替わります。これは、クロック サイクルごとに変化する AMC1306EVM の DOUT データ信号とは異なります。

この特定のテスト信号が印加されるため、GPIO122 (SD1_D1) の入力データは GPIO123 の立ち上がりクロック エッジで常にロジック「1」になり、立ち下がりエッジでは常にロジック「0」になります。したがって、OSR 64 フィルタ付きの Sinc3 フィルタの出力は、テスト データを SDFM でサンプリングするクロック エッジによって異なり、Sinc3 OSR 64 フィルタの出力は GPIO123 でクロック反転がなければ 16384 (常にサンプリングは「1」) で、GPIO123 でクロック反転が発生している場合は -16384 (常にサンプリングは「0」) となります。

テスト結果 – GPIO123 でのクロック入力の反転なし

図 161 に、GPIO123 への入力であるクロック信号 SD1_C1 と、GPIO122 への入力である位相シフト データ信号 SD1_D1 のオシロスコープ測定を示します。この測定では、以下に示すように、ソフトウェアによる GPIO123 の反転は行いません。

```
// Set 3-sample qualifier for GPIO122 and GPIO123 and do not invert GPIO123
GPIO_SetupPinOptions(122, GPIO_INPUT, GPIO_QUAL3);       // GPIO123 not inverted
GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_D1
GPIO_SetupPinMux(123,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_C1
```

データ SD1_D1 は、SD1_C1 の立ち上がりエッジで TMS320F28379D SDFM によってサンプリングされます。これは、GPIO123 の非反転クロック信号の立ち上がりエッジに対応します。TMS320F28379D がサンプリングしたデータは常にロジック「1」であり、以下に示すように Code Composer Studio™ (CCS) の Sinc3 OSR64 フィルタ = +16384 の出力によって検証されました。

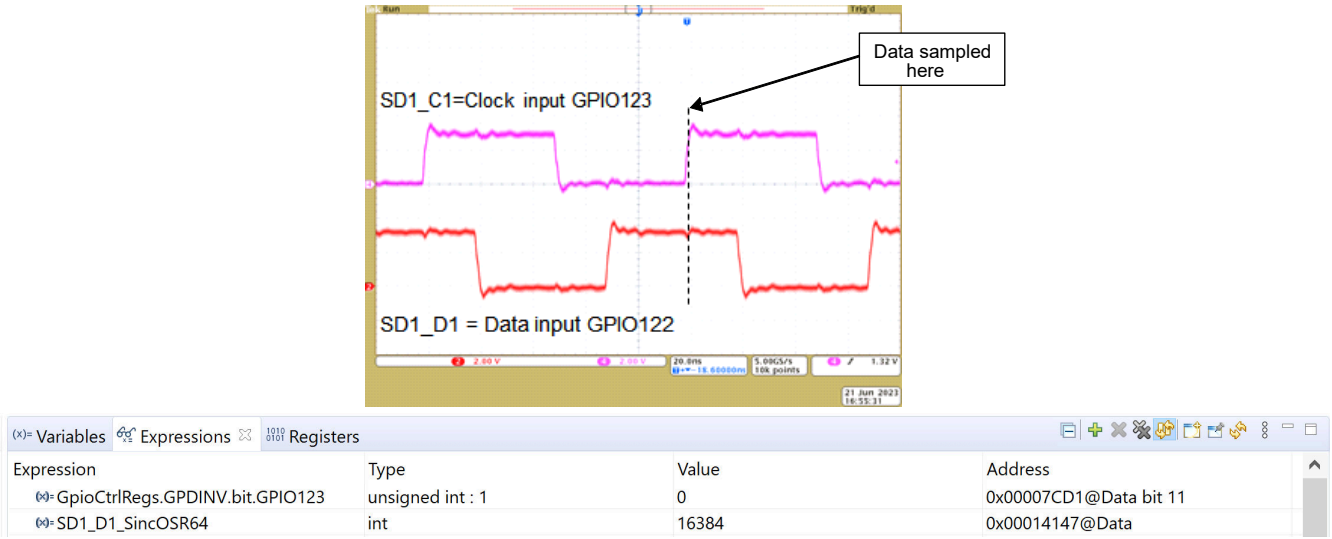


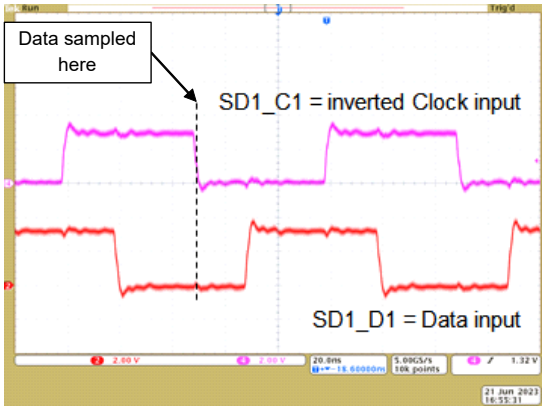
図 161. *CCS のクロックおよびデータ入力テスト信号 (非反転 GPIO123) および Sinc3 OSR 64 フィルタ出力*

テスト結果 – GPIO123 でのクロック入力のクロック反転

図 162 に、GPIO123 への入力であるクロック信号 SD1_C1 と、GPIO122 への入力である位相シフト データ信号 SD1_D1 を示します。このテスト構成では、以下に示すように、ソフトウェアによって GPIO123 を反転します。

```
// Set 3-sample qualifier for GPIO122 and GPIO123 and do not invert GPIO123
GPIO_SetupPinOptions(123, GPIO_INPUT, GPIO_INVERT | GPIO_QUAL3);
GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_D1
GPIO_SetupPinMux(123,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_C1
```

データ SD1_D1 は、SD1_C1 の立ち下がりエッジで F28379D SDFM によってサンプリングされるようになり、これは、GPIO123 入力の反転クロック信号の立ち上がりエッジに対応します。F28379D によってサンプリングされたデータは常にロジック「0」であり、以下に示すように、Code Composer Studio の Sinc3 OSR64 フィルタ = -16384 の出力を通じて検証されました。



Variables | Expressions | Registers

Expression	Type	Value	Address
GpioCtrlRegs.GPDINV.bit.GPIO123	unsigned int : 1	1	0x00007CD1@Data bit 11
SD1_D1_SincOSR64	int	-16384	0x00014147@Data

図 162. *CCS のクロックおよびデータ入力テスト信号 (非反転 GPIO123) および Sinc3 OSR 64 フィルタ出力*

最後に、ソフトウェアで GPIO 入力のクロック入力を反転してクロック信号を補償する方法を検証しました。クロックを反転することで、クロック信号にクロック周期の半分の固定遅延が追加されます。これは、SDFM 認定 GPIO (3 サンプル) モード 0 の TMS320F28379D のセットアップおよび最小タイミング 10ns のホールドを満たすのに十分です。ただし、結果として得られる SDFM 認定 GPIO (3 サンプル) モード 0 の MCU のセットアップおよびホールド タイミングを満足できるか、各システム設計を個別にチェックする必要があります。

計算ツールによるデジタル インターフェイス タイミングの検証

MCU と絶縁型デルタ シグマ変調器の間のデジタル インターフェイス タイミングのシミュレーションと検証を目的として、**計算ツール**を開発しました。最も一般的に使用されている絶縁型デルタ シグマ変調器 **AMC1306M25** と **AMC1305L25** を、デジタル インターフェイスのタイミング分析用に選択しました。**AMC1305L25** は LVDS インターフェイス タイプを採用しており、CMOS インターフェイスで MCU を接続する場合、LVDS ドライバと LVDS レシーバが必要です。計算ツールにはセットアップ時間とホールド時間の要件のみが入力されるため、MCU はユーザーが個別に選択できます。以下では、**AMC1305L25** と C2000 MCU **TMS320F28379D** の間のデジタル インターフェイス タイミングを最適化するための計算ツールの使用方法をステップごとに示しています。

補償方法のないデジタル インターフェイス

C2000 MCU **TMS320F28379D** は、200MHz システム クロックのモード 0 で SDFM GPIO 入力認定 (3 サンプル ウィンドウ) オプションで動作します。最小セットアップ時間とホールド時間は両方とも 10ns なので、$t_{su\ (SDDV-SDCH\ )M0}$(MIN) = 10ns、$t_{h(SDCH-SDD)M0}$ (MIN) = 10ns を計算ツールに入力します。さらに、基準として LVDS ドライバ **DSLVDS1047** と LVDS レシーバ **DSLVDS1048** の伝搬遅延を入力します。データシートに規定されている最大クロック周波数である、絶縁型デルタ シグマ変調器のクロック入力の 20MHz のクロック信号では、AMC1305L25 のデータ遅延時間 t_D が、表 2 に示すデータシートに規定されている最小仕様、t_D (MIN) = 0ns と等しくなると、MCU のセットアップ時間の要件に違反します。

表 26. AMC1305L25 を 20MHz のクロック周波数で使用した C2000 MCU TMS320F28379D デジタル インターフェイスのタイミングの結果

MCU での最小セットアップ時間	5.6 ns
MCU での最大セットアップ時間	23.3 ns
MCU での最小ホールド時間	26.7 ns

表 26. AMC1305L25 を 20MHz のクロック周波数で使用した C2000 MCU TMS320F28379D デジタル インターフェイスのタイミングの結果 (続き)

MCU での最大ホールド時間	44.4 ns

一般的に使用される方法 - クロック周波数の低減

MCU のタイミング要件を満たすための妥協案は、変調器のクロック周波数を下げることです。この例では、17MHz クロック周波数により、MCU のセットアップおよびホールド タイミング要件を満たすことができるようになっています。17MHz のクロック周波数での最小値と最大値を含むセットアップ時間とホールド時間の計算値を **表 27** に示します。MCU セットアップ時間要件に対する最小セットアップ時間のマージンは 0ns です。これは、システム内の許容誤差が原因で、データが誤って取得される可能性があることを意味します。クロック周波数をさらに下げることで、システムの許容誤差のマージンを大きくすることもできますが、これはシステム性能に悪影響を及ぼします。

表 27. 17MHz クロックで AMC1305L25 を使用した TMS320F28379D デジタル インターフェイスのタイミング

MCU での最小セットアップ時間	10.0 ns
MCU での最大セットアップ時間	27.7 ns
MCU での最小ホールド時間	31.1 ns
MCU での最大ホールド時間	48.8 ns

ソフトウェアで設定可能な位相遅延によるクロック エッジ補償

図 163 に、ソフトウェアで位相遅延を設定可能なクロック エッジ補償付きのデジタル インターフェイスを示します。このタイミング図はクロック周波数 20MHz を持つクロック信号を示しており、絶縁型デルタ シグマ変調器に最初の信号として供給されるクロック信号を表しています。タイミング図にプロットした 2 番目の信号は、データシートに記載されている一般的な仕様に対応する絶縁型デルタ シグマ変調器のデータ出力を表しています。3 番目の信号は、MCU SDFM のクロック入力に供給される最初の信号を基準として、20MHz のクロック信号が 10ns 位相シフトされたことを表します。

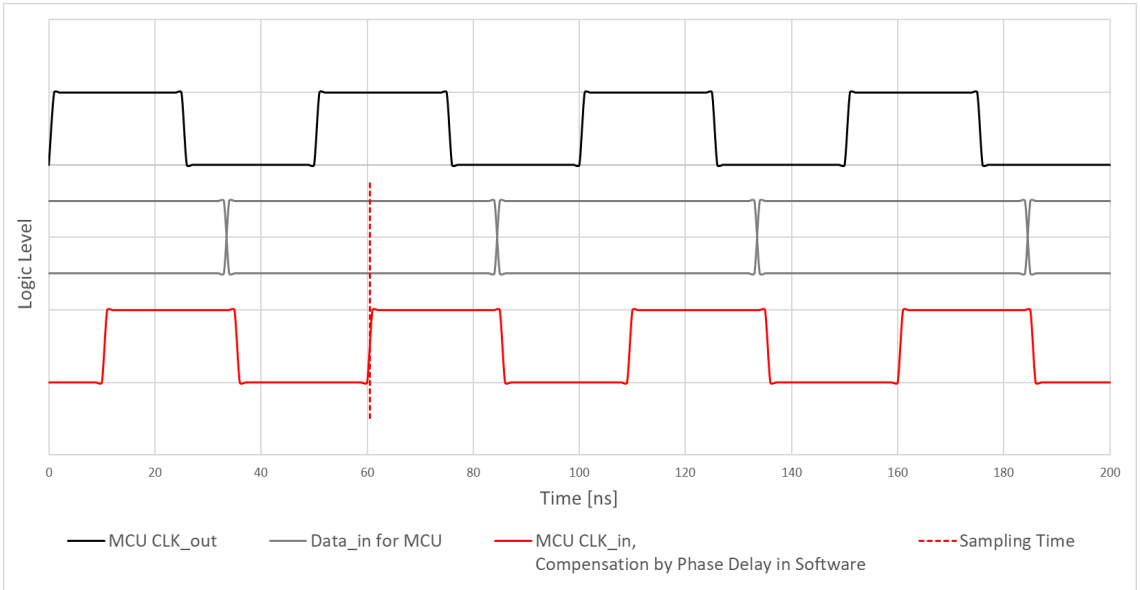


***図 163.** ソフトウェアで設定可能な位相遅延によるクロック エッジ補償あり、クロック周波数 20MHz でのデータシートの一般的な仕様に対する AMC1305L25 への C2000 デジタル インターフェイスのタイミング図*

最小値と最大値を含むセットアップ時間とホールド時間の計算値を **表 28** に示します。位相遅延はソフトウェアで設定可能なため、データ収集タイミングがデータ信号の中心になるように位相遅延の値を選択できます。これにより、セットアップおよびホールドタイミングに可能な限り最大のマージンを利用できるため、システムの許容誤差がデータ収集に影響を与えません。この計算ツールは、システムの許容誤差を理解するのに役立つデジタル タイミング インターフェイスのマージンを提供します。選択した位相遅延が 10ns の場合、最小セットアップ時間は 15.6ns であり、MCU セットアップ時間の要件である 10ns を減算して、マージンは 5.6ns になります。最小ホールド時間のマージンはそれに応じて計算され、値は 6.7ns です。

表 28. ソフトウェアで位相遅延を設定可能な、クロック 20MHz での AMC1305L25 への TMS320F28379D デジタル インターフェイスのタイミング

位相遅延	**推奨位相遅延**		**選択された位相遅延**
	最小値	**4.4 ns**	**10.0 ns**
	最大値	**16.7 ns**	
MCU での最小セットアップ時間			15.6 ns
MCU でのセ最大ットアップ時間			33.3 ns
MCU での最小ホールド時間			16.7 ns
MCU での最大ホールド時間			34.4 ns

まとめ

クロック エッジ遅延補償により、変調器のクロック周波数を下げることなく、絶縁型デルタ シグマ変調器と MCU のデジタル インターフェイスのセットアップ時間とホールド時間の要件を満たすことができます。これにより、システムは最大性能で動作できます。

クロック エッジ遅延補償は、以下のようなさまざまな方法で実装できます。

- ソフトウェアで位相遅延を設定可能な追加クロック信号
- ハードウェアで位相遅延を構成可能なクロック信号
- クロック復帰
- MCU でのクロック反転

ソフトウェアで位相遅延を設定可能な追加のクロック信号や MCU におけるクロック反転などの補償方法を、最も一般的に使用される絶縁型デルタ シグマ変調器のバリエーションについて詳細に分析し、MCU として選択した AMC1306EVM 評価基板、C2000 TMS320F28379D LaunchPad、Sitara AM243x LaunchPad を使用して検証しました。このテスト結果は、CMOS インターフェイスと SDFM を搭載した MCU や、PRU を使用した場合 SDFM を搭載していない Sitara MCU にも当てはまります。

表 29 に、各クロック信号補償方式の利点と欠点を示します。以下では、SW 位相遅延および HW 位相遅延という略語を、ソフトウェアで設定可能な位相遅延およびハードウェアで設定可能な位相遅延による補償に使用します。

表 29. クロック エッジ補償方式の比較

方法	**利点**	**欠点**
SW 位相遅延	• あらゆる伝搬遅延の補償 • 最大クロック周波数の使用が可能で、最も信頼できる通信を実現 • 高精度位相遅延の実装 • ランタイム中の変更が可能 • 追加の BoM コストなし	• 追加の MCU GPIO 1 個と内部フェーズ ロック クロック ソースが必要 • その他の MCU ソフトウェア

表 29. クロック エッジ補償方式の比較 (続き)

方法	利点	欠点
HW 位相遅延	• MCU ソフトウェアの変更なし • 追加の MCU GPIO は不要	• 補償は実装されているハードウェア遅延に依存 • ハードウェア部品による位相遅延の精度に対する許容誤差 • ランタイム中の変更は不可能 • BoM コストの追加
クロック復帰	• ソフトウェアやハードウェアの作業が不要	• すべての構成で機能するわけではありません • レイアウトの適合 • より長いクロック信号は、過渡ノイズの影響を受けやすくなります
クロック反転	• クロック周期の 1/2 による補償でタイミング差を解決できる場合、実装はシンプル	• すべての構成で機能するわけではありません • クロック周期の半分のみによる固定補償 • MCU は GPIO 入力でクロック信号を反転できる必要があります。

外部または内部のクロック ソースと CMOS または LVDS インターフェイスによって区別されるデルタ シグマ変調器のタイプに応じて、異なるクロック信号補償方式が他の方式より優れている場合があります。**表 30** に、一般的に使用される各デルタ シグマ変調器の推奨補償方法を比較します。

表 30. 内部または外部クロックを使用する変調器に推奨されるクロック エッジ補償方法

方法	AMC1306M25 外部クロック (CMOS)	AMC1305L25 外部クロック (LVDS)	AMC1303M2520/10 内部クロック (CMOS)
ソフトウェア位相遅延	+	+	N/A
ハードウェア位相遅延	o	o	o
クロック復帰	o	-	N/A
クロック反転	o	o	+

外部クロックを必要とする変調器では、ソフトウェアで設定可能な位相遅延によるクロック信号補償が最高の性能を実現し、クロック サイクルの 1/2 固定が要件を満たす場合は MCU でのクロック反転がその次となります。これらのクロック信号補償方法はどちらも、特に変調器クロック周波数が高い場合に、MCU のセットアップおよびホールド タイミング要件を満たすのに役立ちます。デルタ シグマ変調器 AMC1306M25 と AMC1305L25 を使用する場合、以下の計算ツールを使用して MCU のセットアップおよびホールド タイミング要件を検証できます。

参考資料

- テキサス・インスツルメンツ、**『モーター ドライブにおける絶縁型デルタ シグマ変調器によるシグナル インテグリティの向上』アプリケーション レポート**
- テキサス・インスツルメンツ、**高電圧システム用の高性能絶縁型 ADC**、概要
- テキサス・インスツルメンツ、**『絶縁型アンプと絶縁型変調器の比較』**ホワイト ペーパー
- テキサス・インスツルメンツ、**『AMC1306x 高 CMTI、小型、高精度の強化絶縁型デルタ-シグマ変調器』**データシート

- テキサス・インスツルメンツ、『AMC1305x 高精度、強化絶縁型デルタ シグマ変調器』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『AMC1303x 内部クロック搭載、小型、高精度強化絶縁型デルタ-シグマ変調器』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『TMS320F2837xD デュアル コア マイクロコントローラ』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『TMS320F2837xD デュアル コア マイクロコントローラ』テクニカル リファレンス マニュアル
- テキサス・インスツルメンツ、『AM243x Sitara™ マイクロコントローラ』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、MCU-PLUS-SDK-AM243X ソフトウェア開発キット (SDK)ツール

AMC3311 を使用して、AMC23C11 に絶縁型センシングとフォルト検出用の電力供給を行う

アプリケーション ブリーフ

はじめに

モータ ドライブ 、サーボ ドライブ 、オンボード チャージャ (OBC)、ストリング インバータ 、マイクロ インバータ などのアプリケーションでは、故障検出は不可欠です。絶縁バリアをまたいで高電圧ドメインと低電圧ドメインを分離することで、システムを異なる同相電圧で動作させることができます。高電圧ドメインは機能を実行し、低電圧ドメインは機器を制御します。これにより、低電圧回路への電気的損傷とユーザーの感電の両方を防ぐことができます。高い同相電圧で動作している場合、過電圧などの故障を検出する必要があります。この資料では、AMC3311 が HLDO_OUT から ハイサイド電源電流を供給し、AMC23C11 絶縁型コンパレータの高電圧ドメインに電力を供給して、コンパクトな故障検出設計を実現する方法を説明します。

AMC3311 は高精度の強化絶縁型アンプです。このデバイスの入力電圧範囲は 0～2V で、制御ループを駆動する高精度の絶縁型 DC 電圧測定用のオプションです。このデバイスの特長は、4mA の補助回路用ハイサイド電源電流をサポートする DC/DC コンバータを内蔵していることです。これにより、AMC3311 のフィードバック測定と AMC23C11 の過電圧故障検出の両方で、デバイスのローサイドからハイサイドまで単一電源動作が可能になります。AMC23C11 は高速応答の強化絶縁型コンパレータです。このデバイスを使用すると、調整可能なトリップ スレッショルドで過電流または過電圧を迅速にセンシングできます。2.7mA のハイサイド電源電流が必要になります。AMC3311 は、DC/DC コンバータを内蔵した初の絶縁型アンプであり、制御機能用の高精度絶縁型アンプと、過電流や過電圧保護用の高速応答コンパレータを必要とするアプリケーションにおいて、2 つのデバイスをペアで動作させることができます。

AMC3311 を使用して AMC23C11 に電力供給を行う

AMC3311 は、ハイサイド電源を必要とする接続部品に対して、HLDO_OUT ピン経由で最大 4mA を供給できる絶縁型電源を備えています。この特長のおかげで、AMC23C11 などの高性能絶縁型コンパレータを直接使用できます。

AMC3311 から供給可能な電流により、絶縁型アンプで使用できるコンパニオン デバイスの選択肢が広がります。**図 164** に、AMC3311 を使用して AMC23C11 のハイサイドに電力を供給する回路図の例を示します。この回路図では、AMC3311 のピン 5 の HLDO_OUT は、AMC23C11 のピン 1 の VDD1 まで伸びています。絶縁型コンパレータは、入力電圧をピン 3 のリファレンス電圧と比較します。入力電圧がリファレンス電圧として設定されたスレッショルドを上回ると、デバイスはオープン ドレイン出力をプルダウンします。スレッショルド電圧は、内部の 100µA 電流源に対するリファレンス抵抗の値を変更することで調整できます。

また、AMC23C11 には 1.4V のマージン オーバーヘッド電圧があります。スレッショルド電圧は、3.2V 入力と 1.4V マージンの差 (1.8V) を上回ることはできません。トリップ電圧を 1.07V と定義するために REF と GND1 の間に抵抗が配置されています。その結果、このオーバーヘッド要件により、絶縁型コンパレータのスレッショルド電圧はアンプで確認される真のカットオフ電圧よりも低くなるように制限されます。たとえば、アンプの真のカットオフ電圧が 2.14V である場合、その電圧はマージン オーバーヘッド電圧で設定された範囲を超えているため、絶縁型コンパレータは電圧を監視できません。その結果、RSNS は 2 つの等しい抵抗 (RSNS1 と RSNS2) に分離され、カットオフ電圧が AMC3311 に必要な電圧の半分に比例するように定義されます。一方、AMC23C11 はリファレンス電圧として 1.07V を読み取ります。

デバイスを組み合わせて配線する PCB レイアウトの例を **図 165** に示します。

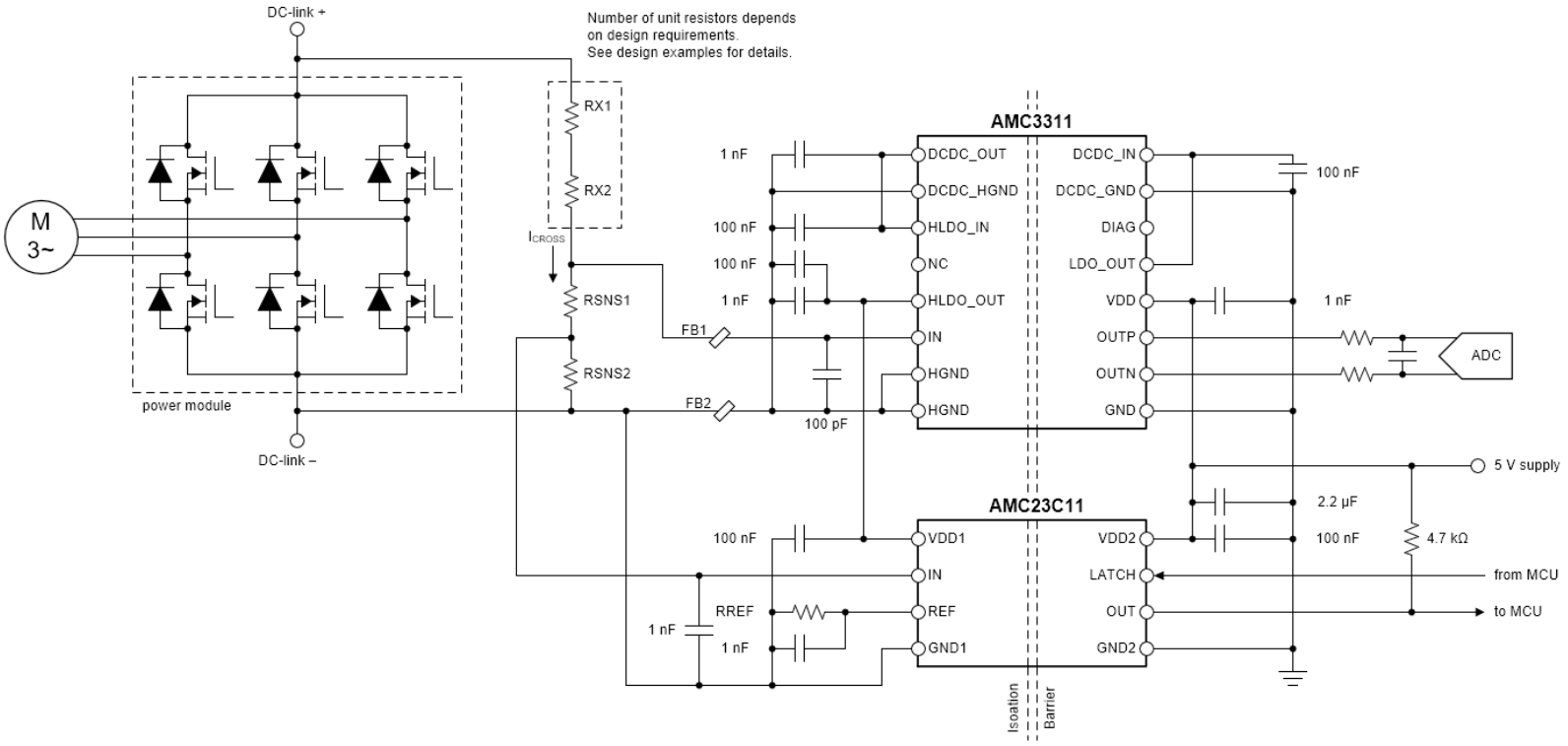


図 164. *AMC3311 および AMC23C11 の回路図*

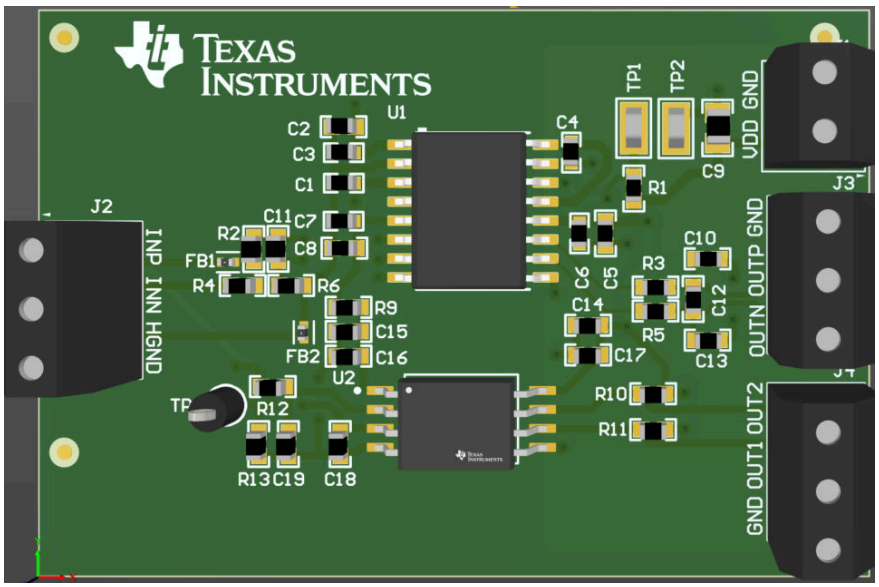


図 165. *AMC3311 および AMC23C11 の PCB レイアウト*

AMC23C11 を使用した過電圧検出

AMC3311 と AMC23C11 の過電圧応答時間を、それぞれ 図 166 と 図 167 に示します。3.2V 電源を使用する場合、入力信号 (CH4) は、1.07V の過電圧スレッショルドを上回る電圧上昇を示します。

AMC3311 の VOUTP (CH2) と VOUTN (CH1) チャネルの応答時間は 2.906µs で、AMC23C11 の OUT (CH3) チャネルの応答時間は 314.015ns です。アンプは、絶縁型コンパレータが過電圧を検出するのに要する 9 倍以上の時間を要します。この時間遅延は、低レイテンシのアプリケーションでは長すぎる場合があります。AMC3311 アンプを補完するために、絶縁型コンパレータを使用することができます。コンパレータは、設定スレッショルドより高い電圧を迅速に検出して、過電圧を防止します。これにより、影響を受ける電子機器をすべてシャットダウンするようコントローラが通知され、高電圧アプリケーションの安全性と信頼性が強化されます。

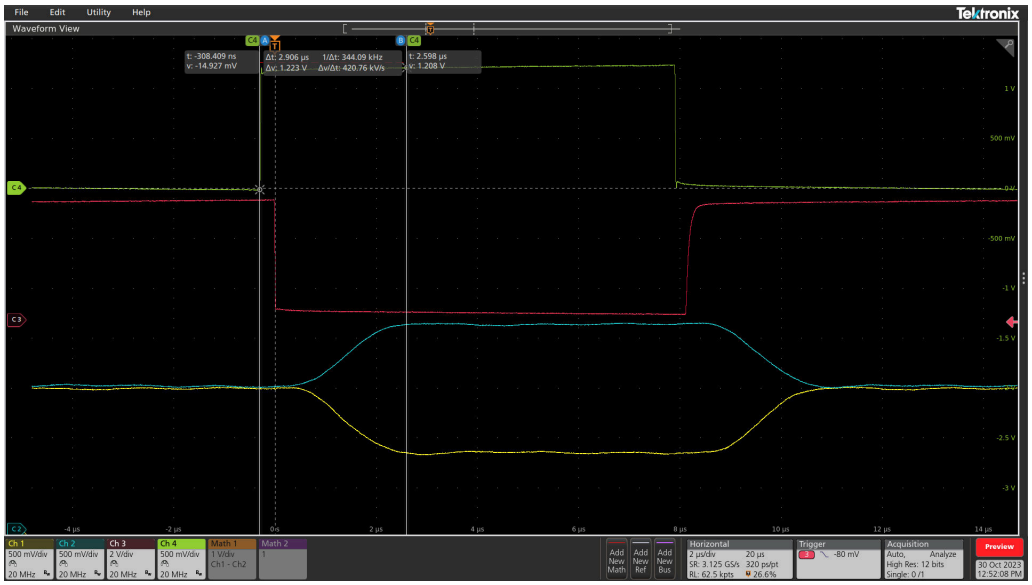


図 166. *AMC3311 の過電圧応答タイミングの波形*

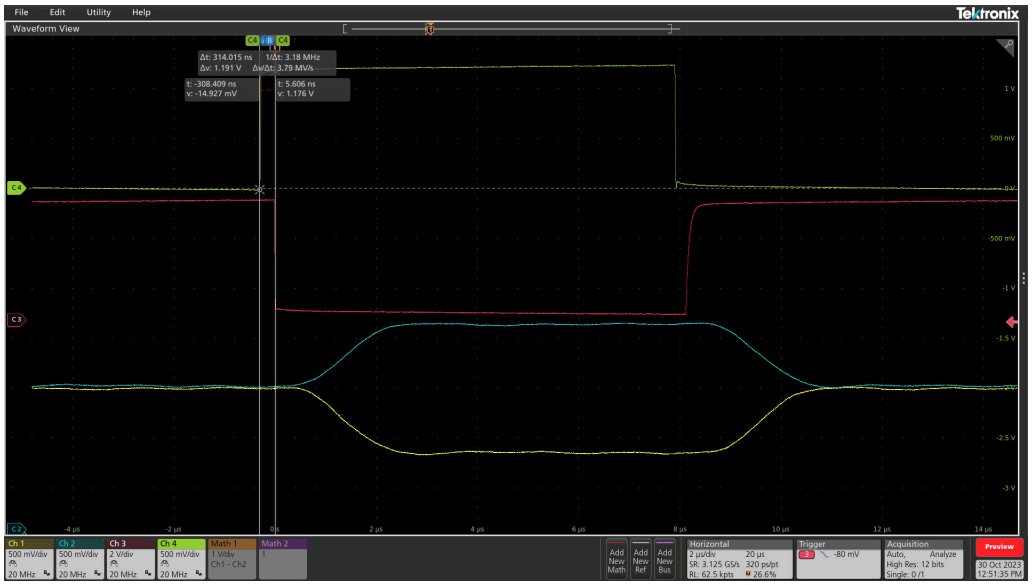


図 167. *AMC23C11 の過電圧応答タイミングの波形*

まとめ

AMC3311 は、ハイサイド電流電源を搭載した絶縁型アンプで、この電源を活用して補助センシング回路に電力を供給することができます。このデバイスは、ハイサイドで外部デバイスに最大 4mA の電力を供給でき、AMC23C11 などの高速絶縁型コンパレータと互換性があります。このコンパレータには、過電圧保護のために応答時間を大幅に短縮できるという利点があります。AMC3311 と AMC23C11 を組み合わせて使用することは、電圧と電流のセンシング アプリケーションに有用なオプションとなります。

その他の資料

- テキサス・インスツルメンツ、『**プレシジョン ラボ シリーズ：絶縁の概要**』ビデオ シリーズ
- テキサス・インスツルメンツ、『**AMC3311-Q1 DC/DC コンバータ内蔵、車載用、高精度、2V 入力、強化絶縁型アンプ**』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『**AMC23C11 可変閾値電圧、ラッチ機能を有する高速応答、強化絶縁型コンパレータ**』データシート
- テキサス・インスツルメンツ、『**絶縁の用語集**』
- テキサス・インスツルメンツ、『**絶縁型アンプ電圧センシング Excel カリキュレータ**』設計リソース

重要なお知らせ:ここに記載されているテキサス・インスツルメンツ社および子会社の製品およびサービスの購入には、TI の販売に関する標準の使用許諾契約への同意が必要です。お客様には、ご注文の前に、TI 製品とサービスに関する完全な最新情報のご入手をお勧め致します。TI は、アプリケーションに対する援助、お客様のアプリケーションまたは製品の設計、ソフトウェアのパフォーマンス、または特許の侵害に対して一切責任を負いません。ここに記載されている他の会社の製品またはサービスに関する情報は、TI による同意、保証、または承認を意図するものではありません。

E2E™, PSpice™, C2000™, LaunchPad™, Sitara™, OSR™, and Code Composer Studio™ are trademarks of Texas Instruments.
Bourns® is a registered trademark of Bourns, Inc.
Vishay® is a registered trademark of Vishay Intertechnology, Inc.
Ohmite® is a registered trademark of Ohmite Manufacturing Company.
すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

© 2024 Texas Instruments Incorporated

重要なお知らせと免責事項

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

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

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

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

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

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