

デザイン・ガイド: TIDA-010025

光エミュレート入力ゲート・ドライバを採用した 200~480VAC ドライブ向け 3 相インバータのリファレンス・デザイン



概要

このリファレンス・デザインは、絶縁 IGBT ゲート・ドライバと絶縁型の電流 / 電圧センサを使用して、強化絶縁型 3 相インバータ・サブシステムを実現します。このデザインで使用する UCC23513 ゲート・ドライバは、6 ピンの幅の広いパッケージで、光学 LED エミュレーション入力 (LED に似せた入力特性) を採用し、既存の光絶縁ゲート・ドライバのピン互換品として使用できます。このデザインは、光絶縁ゲート・ドライバを駆動する目的で使用している既存のどの構成を使用する場合でも、UCC23513 の入力段を駆動できることを示します。シャント抵抗をベースとする同相モーター電流のセンシングには AMC1300B 絶縁型アンプと DC リンク電圧を使用し、IGBT モジュール温度のセンシングには AMC1311 絶縁型アンプを使用します。このデザインは、C2000™ LaunchPad™ を使用してインバータを制御します。

リソース

TIDA-010025
 UCC23513
 AMC1300、AMC1311
 TLV9002、TLV9064
 LMV339
 SN74ACT244、SN74LVC1G10、
 SN74LVC1G32
 CSD17571Q2
 TPS54140A
 TLV1117、TLV1117LV
 TLV431A
 LP2951
 LAUNCHXL-F28379D

デザイン・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 プロダクト・フォルダ
 ツール・フォルダ



E2E™ エキスパートに質問

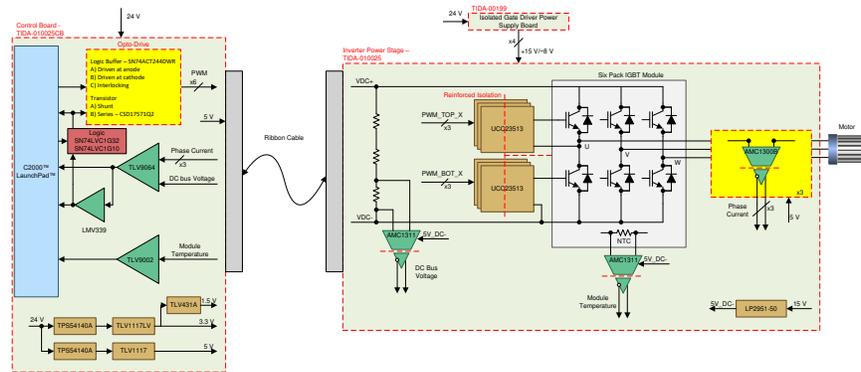
特長

- 出力電流定格が最大 14Arms で、200 ~ 480VAC で駆動するドライブに適した 3 相インバータ出力段
- 光エミュレート入力 (光入力に似せた特性) を採用し、光絶縁ゲート・ドライバのピン互換代替品として使用でき、6 ピンの幅の広いパッケージで提供される強化絶縁型ゲート・ドライバ
- 最高 125°C の広い周囲温度範囲で動作し、パラメータのばらつきが少なく、CMTI が高く、動作絶縁電圧定格が 1,500Vdc のゲート・ドライバにより、システムの堅牢性が向上
- 3 相の各相で最大 25Apk、過電流保護応答が 5μs 未満、シャント抵抗をベースとした、強化絶縁型同相モーター電流のセンシング
- 絶縁型アンプを使用した、最大 800V の強化絶縁型 DC リンク電圧のセンシングと、IGBT モジュール内部の NTC を使用した最高 120°C の温度のセンシング
- C2000 LaunchPad を使用したインバータ制御

アプリケーション

- AC インバータと VF ドライブ (VVVF)
- サーボ CNC、ロボット
- 3 相 UPS





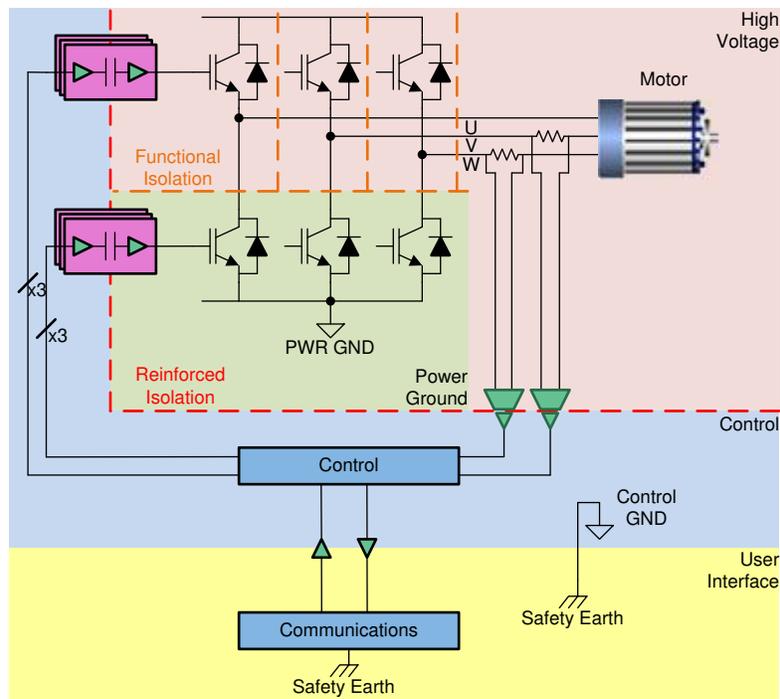
使用許可、知的財産、その他免責事項は、最終ページにあるIMPORTANT NOTICE (重要な注意事項)をご参照くださいますようお願いいたします。

1 システムの説明

可変周波数ドライブ (VFD) は、電動モーターに供給する電流の周波数と振幅を変化させる (可変電圧可変周波数、VVVF) 方法で、AC 誘導モーター (ACIM) や永久磁石同期モーター (PMSM) を駆動するモーター・コントローラの 1 方式です。VFD の基本的な構成要素は次のとおりです。

- 入力部: 商用電源から AC 電力を引き込み、DC 電力に変換します。
- インバータ部: DC を制御可能な AC 波形に逆変換します。

図 1. 絶縁ゲート・ドライバを使用した 3 相インバータ



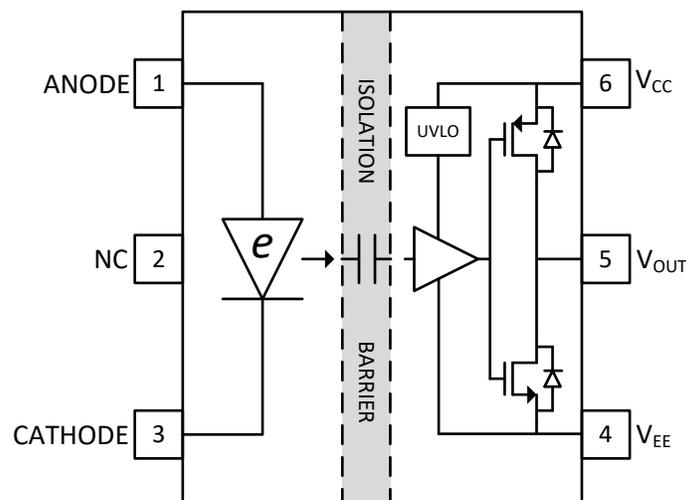
この 3 相インバータは、絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ (IGBT) スイッチを使用しています。IGBT には、ゲートの絶縁構造に起因する大きい入力インピーダンス、高速応答、優れた熱的安定性、簡明な駆動回路、高電圧への良好な耐圧、スナバレス動作、制御しやすいスイッチング挙動による信頼性の高い短絡保護という利点があります。IGBT は電圧制御型デバイスであり、オン / オフの切り替え (スイッチング) を非常に高速に行うことができます。

図 1 に 6 個の絶縁ゲート・ドライバを使用した 3 相インバータの代表的アプリケーションを示します。このデザインは TI の UCC23513 強化絶縁型ゲート・ドライバを使用しています。IGBT のオン/オフ切り替えには PWM 制御信号が必要です。システム・レベルでは、この信号を使用してモーターの速度、位置、トルク、またはインバータの出力電圧、周波数、位相を最終的に決定することができます。この制御信号は通常はマイコン (MCU) からの出力であり、3.3V や 5V のような低い電圧レベルで供給することになります。一方、IGBT が必要とするゲート制御信号は 15 ~ 20V の範囲であり、前段から見て大容量性負荷である IGBT ゲートを駆動するための大電流駆動能力も必要です。また、ゲート駆動信号は IGBT のエミッタを基準とする電圧の形で印加する必要があり、インバータの構造が原因で、上側 (ハイサイド) IGBT のエミッタ・ノードは 0 ~ DC バス電圧の範囲で変化します。この振幅の大きさは数百ボルトに達します。IGBT は出力段のグラウンドに対してフローティング状態になる可能性があるため、電源とゲート回路はどちらもインバータのグラウンドから絶縁する必要があります。絶縁型の電流センサを使用して、モーター相電流を測定します。コントローラは電流の波形をサンプリングし、インバータ出力の波形を変調して、モーター相電流がコントローラ内の基準電流設定値に追従するようにします。

UCC23513 は容量性の絶縁ゲート・ドライバであり、その入力は光絶縁ゲート・ドライバの入力 LED 段に似せてあります。このデバイスは電流制御型であり、1 次側電源を必要としません。そのため、このゲート・ドライバは光絶縁ゲート・ドライバのピン互換代替品として使用できます。光絶縁型に比べて、容量性絶縁型には次のような追加の利点もあります。

- 最高 125°C の広い動作周囲温度範囲
 - 温度と経年によるパラメータ変動が小さい
 - 高い動作絶縁電圧: 1,500Vdc
 - 高い同相過渡耐性 (CMTI) と耐用年数 40 年以上の絶縁定格
- 以上の利点により、システム・レベルでの堅牢性が向上します。

図 2. UCC23513



このリファレンス・デザインは、次のことを示します。

- UCC23513 は、3 相モーター駆動インバータ・システムで光ゲート・ドライバに非常によく似た方法で動作し、光絶縁ゲート・ドライバが現在使用しているすべての方法で駆動できること
- ゲート・ドライバのスイッチング性能、ゲート・ソース/シンク電流の波形、ハード・スイッチングとソフト・スイッチング条件でのゲート電圧とスイッチ・ノード電圧の波形

1.1 主なシステム仕様

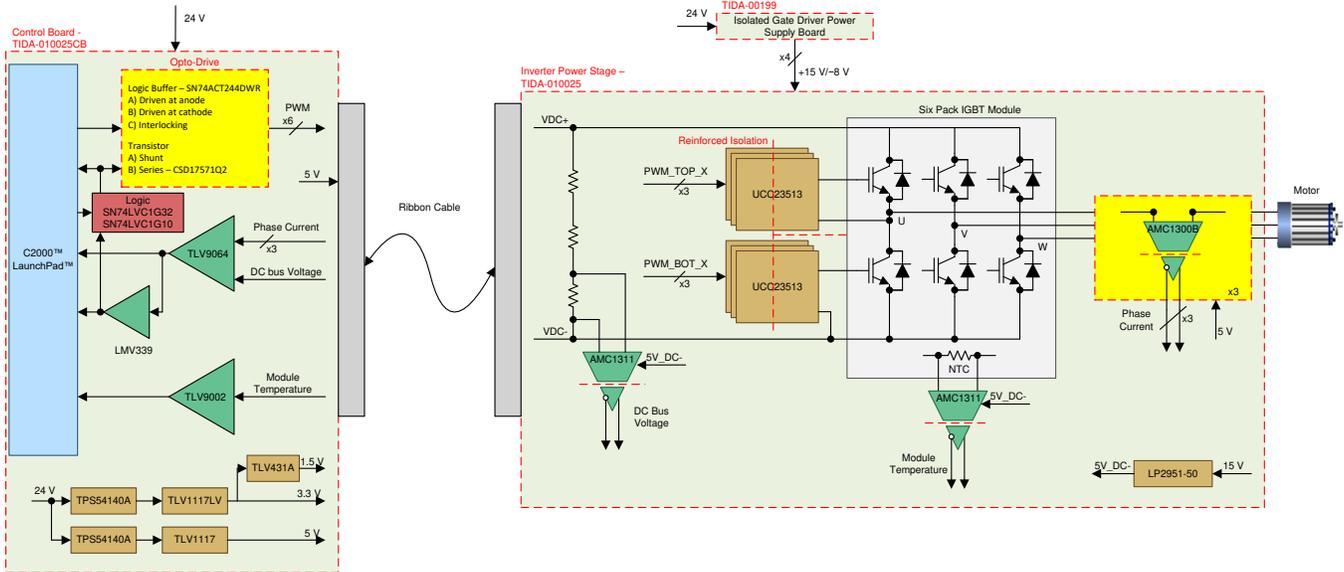
表 1. TIDA-010025 の主なシステム仕様

項目	パラメータ	仕様	備考
インバータ	DC バス電圧入力	200 ~ 800VDC	
	公称連続出力電流定格	14Arms	
	PWM スイッチング周波数	最高 20kHz	指定範囲でインバータをテスト
	使用するパワー・スイッチ	NTC を内蔵した 1,200V、25A のコンバータ・インバータ・ブレーキ (CIB) モジュール	型番: 7MBR25VA120-50
モーター電流センシング	測定範囲	25Apk	使用するシャント抵抗は 10mΩ
DC バス電圧センシング	測定範囲	800VDC	抵抗分圧比は 2.5mV/V
IGBT モジュールの温度センシング	測定範囲	0°C ~ 120°C	
保護	DC バス電圧	過電圧と低電圧の検出	ユーザーのソフトウェア実装
	IGBT モジュール温度	過熱シャットダウンと温度ディレーティング	ユーザーのソフトウェア実装
	絶縁	強化絶縁型	強化絶縁型ゲート・ドライバ、電流 / 電圧センサ。制御側と高電圧側の間の沿面距離 8mm
コネクタ・インターフェイス	マイコン (MCU) インターフェイス	BergStik コネクタを使用する LaunchPad インターフェイス	コネクタのピン配置については、回路図を参照
	電源	24V、200mA 互いに絶縁された +15V、-8V を 4 組	制御側への電力供給用 6 個のゲート・ドライバへの電力供給用。3 個のハイサイド・スイッチ用に個別の絶縁型電源、および 3 個のローサイド・スイッチとブレーキ IGBT 用に 1 組の電源
PCB 情報	PCB レイヤ構成	電力基板: 4 層、外側層に 2 オンスの銅箔、内側層に 1 オンスの銅箔 制御基板: 4 層、1 オンスの銅箔	
	ラミネート	FR4、高 Tg (高耐熱)	
	PCB の厚さ	1.6mm	
	PCB サイズ	電力基板: 190.5mm x 165.1mm、制御基板: 113.03mm x 114.3mm	

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 3. TIDA-010025 ブロック図



このリファレンス・デザインは、AC モーターとサーボ・モーターの制御用 3 相インバータ・ドライブ向けです。出力段モジュールと制御モジュールという 2 枚の基板で構成されています。

出力段モジュール: この基板は DC/AC 変換機能を果たします。CIB IGBT モジュール 7MBR25VA120-50 を使用して、電力変換を実現します。このモジュールは、3 相ダイオードを使用した整流器入力段、3 相 IGBT を使用したインバータ出力段、IGBT を使用したブレーキ・チョッパ、NTC サーミスタをモジュール内部に封止しています。このデザインは、整流段を使用せず、DC 電源から 3 相インバータ段に電力を直接供給する構造を採用しています。

6 個の UCC23513 絶縁ゲート・ドライバを使用してインバータの 6 個の IGBT スイッチを制御し、1 個のゲート・ドライバを使用してブレーキ・チョッパ IGBT を制御します。IGBT のゲートは +15V、-8V 電源で駆動します。3 組の +15V、-8V 絶縁電源レールを使用してハイサイド IGBT ゲートを制御し、1 組の電源レールを使用して 3 個のローサイド IGBT ゲートと 1 個のブレーキ・チョッパ IGBT ゲートを制御します。このゲート・ドライバ電源は、TIDA-00199 絶縁型フライバック・コンバータと TIDA-010026 絶縁型フライバック・コンバータのどちらかを使用して生成します。これらの TID はどちらも 1 つの 24V 入力レールから 4 組の +15V、-8V 絶縁型電源を生成します。UCC23513 の入力光絶縁ゲート・ドライバの入力に似せています。電流制御型であり、制御モジュールからの制御信号で駆動します。UCC23513 は UVLO 機能を搭載しており、ゲート駆動用の電源レールが UVLO スレッシュホールドを下回ると、IGBT ゲート駆動信号を遮断します。

モーター同相電流センシング機能は、シャント抵抗と絶縁型アンプ AMC1300B を使用して、3 相の各相で実行します。出力差動信号を制御モジュールに送信して、さらに処理を行います。AMC1300B の 2 次側に電力を供給するのは 5V 電源です。この 5V は、ツェナー・ダイオードを使用して、対応するハイサイドの 15V の IGBT ゲート制御レールから生成します。DC リンク電圧は、DC リンクの分圧器と絶縁型アンプ AMC1311 を使用して測定します。IGBT モジュールの温度は、IGBT モジュールに内蔵した NTC (負の温度係数のサーミスタ) を使用して測定します。分圧器は外部抵抗と NTC を使用して構成します。NTC 両端間の電圧降下は、絶縁型アンプ AMC1311 を使用して検出します。両方の AMC1311 アンプの 2 次側に電力を供給するのは、5V 電源です。この電源は、LDO LP2951 を使用して 15V のローサイド IGBT 制御レールから生成します。絶縁型アンプの 1 次側に電力を供給するのは 5V レールです。

制御モジュール:この基板は、電力モジュールを制御する機能を果たします。電力モジュールから電流 / 電圧帰還信号を捕捉して処理し、PWM 信号を生成して IGBT ゲート・ドライバを制御します。この基板はマイコン (MCU)、アナログ信号コンディショニング、PWM 信号バッファリング、制御側 DC/DC 電源生成回路で構成されています。

TMS320F28379D 搭載の C2000 LaunchPad LAUNCHXL-F28379D を使用して、インバータ制御を実現します。LaunchPad を取り付けられるように、制御モジュールに BergStik ヘッダーを実装しています。IGBT ゲート・ドライバの制御用にコントローラは 3.3V の PWM パルスを生成します。IGBT ゲート・ドライバ UCC23513 は電流制御型であり、3.3V の PWM パルスを約 10mA の電流信号に変換する必要があります。この変換用に複数の回路構成が用意されており、ユーザーは次の構成のいずれかを評価できます (詳細については 2.3.3.1 を参照)。

- SN74ACT244D バッファが UCC23513 のアノードを駆動します
- SN74ACT244D バッファが UCC23513 のカソードを駆動します (PWM の反転が必要な場合、SN74ACT240 で SN74ACT244 を置き換えることが可能です)
- SN74ACT244D を使用してハイサイドとローサイドのゲート・ドライバをインターロックします
- UCC23513 の入力と直列接続した CSD17571Q2 NMOS をマイコン (MCU) が直接駆動します
- UCC23513 の入力と並列接続した NPN BJT をマイコン (MCU) が直接駆動します

注: SN74ACT244D に電力を供給するのは 5V 電源ですが、SN74ACT244D の入力は 3.3V 入力ロジックとの互換性があります。

TLV9064 を差動アンプ構成で使用して、差動電流 / 電圧検出信号を絶縁型アンプからシングルエンドに変換します。シングルエンド出力信号は、LaunchPad のシングルエンド ADC 入力を駆動します。モーター相電流センシングに使用する TLV9064 の出力は、バイポーラ電流を検出できるようにレベル・シフトしてあることに注意してください。モジュール温度検出信号を差動からシングルエンドに変換するために、低速アンプ TLV9002 を使用しています。TLV431A を使用してレベル・シフト用に 1.5V のリファレンス信号を生成し、TLV9002 を使用してこのリファレンス信号をバッファリングしてから差動アンプに渡します。LMV339 をウィンドウ・コンパレータ構成で使用し、過電流を検出します。3 つのモーター相のいずれかで過電流が発生した場合、コンパレータ出力がローになり、PWM バッファのイネーブル・ピンをトリガします。バッファの出力はトライステート (Z、電氣的絶縁) 対応なので、ゲート・ドライバ出力はオフになり、インバータはシャットダウンします。

制御基板には、24V 単一電源レール入力が必要です。2 個の TPS54140A DC/DC 降圧コンバータがダウンストリーム LDO 用の中間レールを生成し、これらの LDO が 3.3V と 5V を生成します。LDO TLV1117LV が 3.3V レールを、LDO TLV1117 が 5V レールを生成します。3.3V レールは、制御基板の LaunchPad とアナログ信号コンディショニング回路への電力供給に使用します。5V レールは、PWM バッファへの電力供給に使用するほか、出力段モジュール全体に伝送し、絶縁型アンプの 1 次側への電力供給にも使用します。電源シーケンスは、TPS54140A の PowerGood ピンとイネーブル・ピンを相互接続して設定します。3.3V レール、5V レールの順でオンになります。

2.2 主な使用製品

2.2.1 UCC23513

UCC23513 は、IGBT、SiC、MOSFET 向け、光互換、シングル・チャネルの絶縁型ゲート・ドライバであり、ピーク出力電流は 3A、強化絶縁定格は 5kV_{RMS} です。UCC23513 はハイサイドとローサイドの両方のパワー・スイッチを駆動できます。主な機能と特性は、標準的なオプトカプラ・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ると同時に、回路設計とレイアウト設計の両方でピン互換性を維持しています。CMTI が高く、伝搬遅延時間が短く、パルス幅歪みが小さいという特長があります。厳密なプロセス制御により部品間スキューも小さくなっています。入力段はダイオード・エミュレーション (ediod) であり、オプトカプラ内の従来の 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。また、材料グループ 1 のモールド・コンパウンドはその比較トラッキング指数 (CTI) が 600V を上回っており、強力な絶縁材料であることを示しています。UCC23513 は性能と信頼性が高く、空間距離と沿面距離が 8.5mm を上回るストレッチ SO-6 パッケージを採用しているため、モーター駆動、ソーラー、産業用電源、家電製品のインバータに最適です。より高い動作温度に対応し、従来のオプトカップラでは対応できなかったアプリケーションで活用する機会を広げます。

このデザインは、UCC23513 を使用して 6 個のインバータ IGBT ゲートとブレーキ・チョップ IGBT ゲートを駆動します。

2.2.2 AMC1300

AMC1300 は高精度の絶縁型アンプで、磁気干渉に対して高い耐性のある絶縁バリアを使用し、入力側と出力側の回路を分離しています。この絶縁バリアは、VDE V 0884-11 と UL1577 に準拠し、5kV_{RMS} までの強化ガルバニック絶縁体として認定されています。この絶縁型アンプを絶縁型電源と組み合わせると、システムの中で異なる同相電圧レベルで動作する複数のセクションを互いに分離し、低電圧セクションを損傷から保護することができます。

AMC1300 の入力、シャント抵抗または他の低電圧レベルの信号源との直接接続用に最適化されています。デバイスの優れた性能は、電流を高精度で制御し、システム・レベルで電力を低減できるほか、特にモーター制御用途でトルク・リップルを低減できます。AMC1300 は、同相過電圧検出機能とハイサイド電源電圧消失検出の機能を搭載しているため、システム・レベルの設計と診断が簡単になります。

このデザインは、オフセット、ゲイン誤差、温度ドリフトがいずれも小さい AMC1300B バージョンを使用して、3 つのモーター相の電流を検出します。高精度の B バージョンを採用した結果、全動作周囲温度にわたってモーターをより正確かつスムーズに制御できます。

2.2.3 AMC1311

AMC1311 は高精度の絶縁型アンプで、磁気干渉に対して高い耐性のある絶縁バリアを使用し、入力側と出力側の回路を分離しています。この絶縁バリアは、VDE V 0884-11 と UL1577 に準拠し、5kV_{RMS} までの強化ガルバニック絶縁体として認定されています。この絶縁型アンプを絶縁型電源と組み合わせると、システムの中で異なる同相電圧レベルで動作する複数のセクションを互いに分離し、低電圧セクションを損傷から保護することができます。

AMC1311 の高インピーダンス入力は、高電圧の抵抗分圧器や、出力抵抗の大きい他の電圧信号源と接続する目的で最適化してあります。このデバイスの優れた性能は、高精度で温度ドリフト係数の小さい電圧センシングまたは温度センシングや、閉ループ・システムでの制御に対応できます。ハイサイド電源電圧消失の検出機能を内蔵しているため、システム・レベルの設計や診断が容易になります。

このデザインは、AMC1311 を採用し、高インピーダンスの抵抗分圧器ネットワークを使用してインバータの DC リンク電圧を検出します。このデバイスの入力範囲は 2V なので、インバータのスイッチング・ノイズに対して過敏な感度ではありません。また、入力インピーダンスが高いため、抵抗分圧比が変わることもありません。このデバイスは、IGBT モジュールで内蔵 NTC 抵抗の両端間の電圧を測定する目的でも使用します。

2.2.4 TLV9064

TLV9064 は、レール・ツー・レールの入出力振幅能力を実現したクワッド低電圧オペアンプです。低電圧動作、小さい占有面積、大きい容量性負荷の駆動を必要とする用途に適した、コスト効率の優れたソリューションです。TLV9064 の容量性負荷駆動能力は 100pF ですが、開ループ出力インピーダンスは抵抗性なので、これより大きい容量性負荷も容易に安定化できます。

このデザインは、TLV9064 を使用して絶縁型アンプからの差動エンド信号をシングルエンド信号に変換し、マイコン(MCU)の ADC を駆動します。ユニティ・ゲイン帯域幅積(GBW)は 10MHz、スルーレートは 6.5V/ μ s なので、モーター制御ループの高速過渡応答が可能です。内蔵 RFI および EMI フィルタにより、ドライブ内のノイズの多い電気的環境でも高精度の測定が可能です。

2.2.5 TLV9002

TLV9002 は、レール・ツー・レールの入出力振幅能力を実現したデュアル低電圧オペアンプです。低電圧動作と大きい容量性負荷の駆動を必要とする用途に適した、コスト効率の優れたソリューションです。TLV9002 の容量性負荷駆動能力は 500pF ですが、開ループ出力インピーダンスは抵抗性なので、これよりかなり大きい容量性負荷も容易に安定化できます。TLV9002 の堅牢な設計により、回路設計を簡素化できます。これらのオペアンプには、ユニティ・ゲイン安定性、内蔵の RFI および EMI 除去フィルタ、およびオーバードライブの状況で位相反転がない、という特長があります。

このデザインは、TLV9002 を使用して NTC 電圧測定絶縁型アンプからの差動エンド信号をシングルエンド信号に変換し、マイコン(MCU)の ADC を駆動します。TLV9002 はユニティ・ゲイン帯域幅(GBW)が 1MHz と小さく、スルーレートは 2V/ μ s なので、低速で変動する温度信号の測定に最適です。内蔵 RFI および EMI フィルタにより、ドライブ内のノイズの多い電気的環境でも高精度の測定が可能です。

2.2.6 LMV339

LMV339 は低電圧クワッド・コンパレータです。低電圧動作、低消費電力、省スペース、高速応答を必要とする用途に適した、コスト効率の優れたソリューションです。

このデザインは、LMV339 をウィンドウ・コンパレータ構成で使用して、モーター相の過電流を検出します。高速応答(伝搬遅延時間 500ns 未満)により、短絡障害時にインバータを迅速にオフにできます。

2.2.7 TLV431A

TLV431 デバイスは低電圧、3 端子の可変リファレンス電圧であり、該当する産業用および民生用温度範囲全体にわたって規定の熱的安定性を維持します。出力電圧は、2 個の外付け抵抗を使用して、Vref(1.24V) ~ 6V の任意の値に設定できます。代表的な標準出力インピーダンスは 0.25 Ω です。アクティブ出力回路は、非常に尖鋭なターンオン特性を実現しているため、多くの用途で低電圧ツェナー・ダイオードの優れた代替品になります。

モーター相電流はバイポーラ信号(正と負の両方)ですが、マイコン(MCU)の ADC はユニポーラ(正のみ)です。測定した電流信号を ADC にレベル・シフトするには、リファレンス信号が必要です。このデザインは、TLV431A を使用してリファレンス信号を生成します。

2.2.8 SN74ACT244A

SN74ACT244 は、5V 電源で動作し、TTL 互換入力を受け入れるオクタル・バッファです。このデバイスは、個別の出カインネーブル入力を搭載した 2 個の 4 ビット・バッファおよびドライバとして構成されています。OE(出カインネーブル)がローの場合、A 入力からのデータを非反転のまま Y 出力に渡します。OE がハイの場合、出力が高インピーダンス(Z、電気的絶縁)状態になります。

UCC23513 は、電流駆動の ediode(ダイオード・エミュレーション)を入力段として使用しています。マイコン(MCU)の PWM 出力は 3.3V の信号であり、このバッファを使用して約 10mA の電流信号に変換します。また、障害発生時には、バッファを使用してゲート・ドライバをディスエーブルにすることもできます。バッファのアクティブ・ロー動作のインネーブル・ピンをハイにプルアップすると、バッファ出力は高インピーダンスになります。

2.2.9 SN74LVC1G32

このシングル 2 入力正論理 OR ゲートは、1.65 ~ 5.5V の V_{CC} で動作するように設計されています。ブール演算 $Y = A + B$ を実行します。この CMOS デバイスは大きい駆動電流を出力すると同時に、広い V_{CC} 動作範囲にわたって静的消費電力を低く抑えることができます。

2.2.10 SN74LVC1G10

SN74LVC1G10 はブール演算 $Y = \overline{A \times B \times C}$ を実行します。このデバイスは、 I_{OFF} を使用する部分的パワーダウン用に動作がフルに規定されています。 I_{off} 回路は出力を無効(ディスエーブル)にするので、電源オフ時に電流がデバイスに逆流して損傷を招く事態を防止できます。

2.2.11 CSD17571Q2

この 30V、20m Ω $R_{DS(on)}$ 、SON 2x2 NexFET™ パワー MOSFET は、小型のパッケージで優れた放熱性能を実現すると同時に、負荷管理用途での損失を最小限に抑えるように設計されています。このデザインは、この FET を使用して UCC23513 の入力 ediode を流れる電流を制御します。

2.2.12 TPS54140A

TPS54140A は、ハイサイド MOSFET を内蔵した 42V、1.5A の降圧レギュレータです。電流モード制御なので、外部補償が簡単で、部品をフレキシブルに選択できます。低リップルのパルス・スキップ・モードを使用すると、無負荷の安定化出力電源電流を 116 μ A に低減できます。また、イネーブル・ピンを使用すると、シャットダウン時電源電流を 1.3 μ A に低減できます。

低電圧ロックアウト(誤動作防止)は内部で 2.5V に設定されていますが、イネーブル・ピンを使用してさらに高い電圧に設定することもできます。出力電圧のスタートアップ・ランプはスロー・スタート・ピンで制御します。このピンはシーケンシング / トラッキング用としても構成できます。オープン・ドレイン出力のパワー・グッド信号は、出力電圧が公称電圧の 94% ~ 107% の範囲内であることを示します。スイッチング周波数の範囲が広いので、効率と外部部品のサイズを最適化できます。周波数フォールドバック機能とサーマル・シャットダウン機能は、過負荷状態時に部品を保護します。

このデザインは、TPS54140A を使用して、3.3V と 5V の各 LDO ポスト・レギュレータ用の中間電圧レールを生成します。入力電圧は 24V です。

2.2.13 TLV1117LV

TLV1117LV シリーズの低ドロップアウト(LDO)リニア・レギュレータは、一般的な TLV1117 電圧レギュレータの低入力電圧版です。また、TLV1117LV ファミリの LDO は負荷電流が 0mA でも安定して動作し、最小負荷要件は課されていません。このデバイスはライン過渡特性と負荷過渡特性が優れており、その結果、負荷電流要件が変化しても、出力電圧振幅のアンダーシュートやオーバーシュートは非常に小さくなります。

高精度のバンドギャップとエラー・アンプ搭載を通じて、1.5% の精度を実現しています。PSRR が非常に高いので、スイッチング・レギュレータの後段にあるポスト・レギュレーションに使用できます。低出力ノイズ、低ドロップアウト電圧など、他の利点もあります。

また、等価直列抵抗(ESR) 0 Ω のコンデンサでも安定するよう内部的に補償されています。このような特長により、コスト効率の優れた小型のセラミック・コンデンサを使用できます。必要に応じて、バイアス電圧が高く、温度ディレーティングが大きい、コスト効率の優れたコンデンサを使用することもできます。

このデザインは、TLV1117LV LDO を降圧コンバータのポスト・レギュレータとして使用し、制御モジュール用の 3.3V レールを生成します。

2.2.14 TLV1117

TLV1117 は、最大 800mA の出力電流を供給するように設計された低ドロップアウトの正電圧レギュレータであり、出力電圧は 1.5V、1.8V、2.5V、3.3V、5V、および可変から選択できます。内部回路はいずれも、最小 1V の入出力電圧差で動作するように設計されています。ドロップアウト電圧は 800mA 時に最大 1.3V と規定されており、負荷電流が減少するとドロップアウト電圧も小さくなります。

このデザインは、TLV1117 LDO を降圧コンバータのポスト・レギュレータとして使用し、オプト・ドライブ入力段の駆動用および絶縁型アンプの 1 次側への電力供給用に 5V レールを生成します。

2.2.15 LP2951

LP2951 はバイポーラの低ドロップアウト電圧レギュレータであり、最大 30V の広い入力電源電圧範囲に対応します。8 ピンの LP2951 は同じデバイスで固定出力と可変出力のどちらかを出力できます。OUTPUT ピンと SENSE ピン、FEEDBACK ピンと VTAP ピンをそれぞれ相互接続することで、LP2951 の出力はバージョンに応じて 5V、3.3V、または 3V に固定されます。

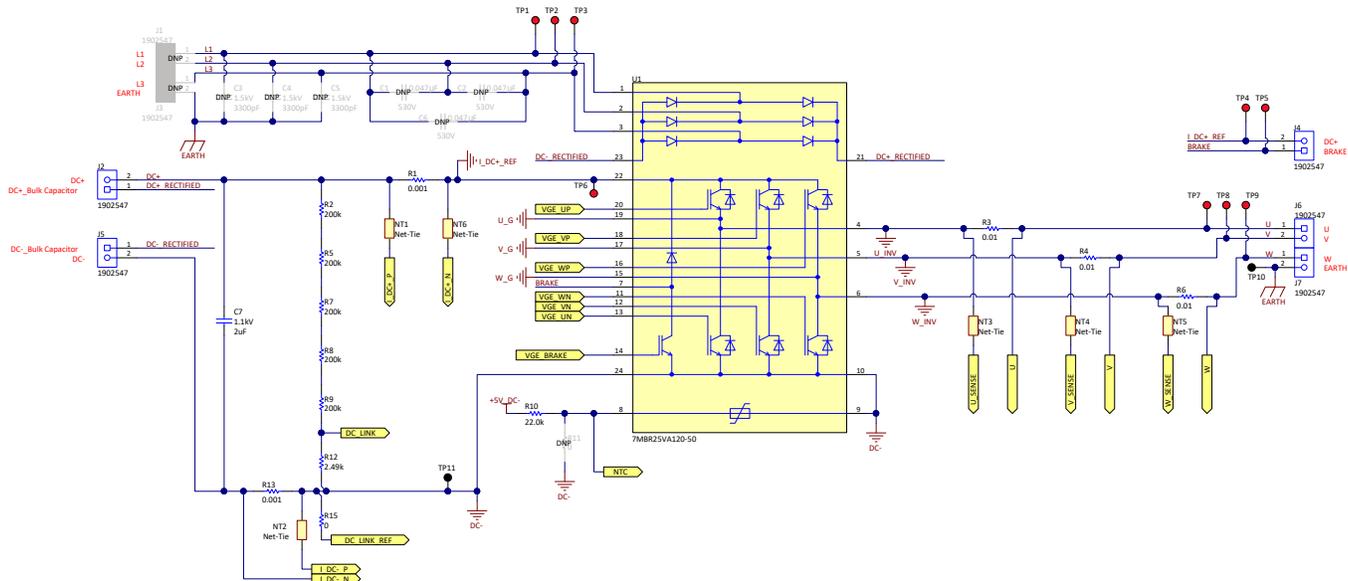
このデザインは、LP2951 を使用して 15V のゲート・ドライブ電源から 5V レールを生成し、DC- を基準とする絶縁型アンプの 2 次側に電力を供給します。

2.3 システム設計理論

2.3.1 3 相インバータ

このリファレンス・デザインは、コンバータ・インバータ・ブレーキ(CIB)IGBT モジュールを使用して 3 相インバータを実装しています。CIB IGBT モジュールは、ダイオードを使用した 3 相整流器のフロント・エンド、IGBT を使用した 3 相インバータ出力段、およびブレーキ・チョップ段を 1 つのモジュールに内蔵しています。使用する IGBT モジュールの型番は、1,200V、25A モジュール 7MBR25VA120-50 です。

図 4.3 3 相インバータ



IGBT モジュールを使用して設計した TIDA-010025 インバータの公称定格出力電流は 14Arms です。このリファレンス・デザインは 3 相商用電源の電圧整流を目的として提示していますが、テストはしていません。200 ~ 480VAC の商用電源入力をコネクタ J1 と J3 に接続します。C3、C4、C5 は Y コンデンサ、C1、C2、C6 は X コンデンサであり、AC ラインのフィルタ処理に使用します。整流段の出力 (DC+_RECTIFIED および DC-_RECTIFIED) はコネクタ J2 と J5 に接続します。適切に設計されたバルク・コンデンサを搭載した外部 PCB を使用して、整流 AC 波形を平滑化する必要があります。また、この PCB にブリーダ抵抗と突入電流制御回路も実装する必要があります。回路図に示すとおり、平滑化後の DC 波形を J2 と J5 に再度取り回す必要があります。

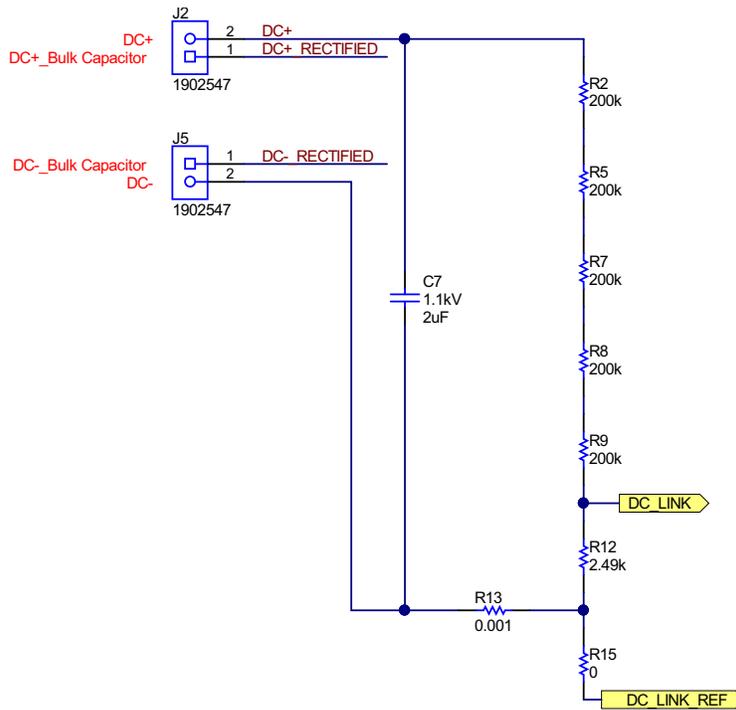
TIDA-010025 リファレンス・デザインのテストでは、外部電流制限機能を搭載した DC 電源を使用し、J2 と J5 を経由してインバータに DC リンク電圧を直接供給し、整流フロント・エンドを使用しません。C7 は高周波デカップリング・コンデンサです。R2、R5、R7、R8、R9、R12 で構成した抵抗チェーンを使用して、DC リンク電圧を測定します。インバータの出力はシャント抵抗 R3、R4、R6 を通過して、モーター相端子が接続されているコネクタ J6 と J7 に到達します。これらのシャント抵抗を使用して、モーター相電流を測定します。IGBT スイッチのゲートは、絶縁ゲート・ドライバ UCC23513 を使用して制御します。

IGBT モジュールの内蔵 NTC を使用して、モジュールの温度を測定します。抵抗分圧器は R10 と NTC を使用して構成します。NTC の両端間で計測される電圧降下は、IGBT モジュールの温度に比例します。

2.3.2 DC バス電圧センシング

TIDA-010025 は、最大 800VDC の DC バス電圧で動作するように設計されており、グリッド電圧入力最大 480VAC である大半の低電圧ドライブに対応します。2 μ F、1.1kV のフィルム・コンデンサを、IGBT モジュールの DC バス入りに近接した位置に配置します。このコンデンサにより、高周波スイッチング電流のループ面積を最小化できます。このため、スイッチ・ノードのオーバーシュートや高周波リングを最小限に抑え、ひいては EMI を低減できます。

図 5. DC リンク電圧センシング



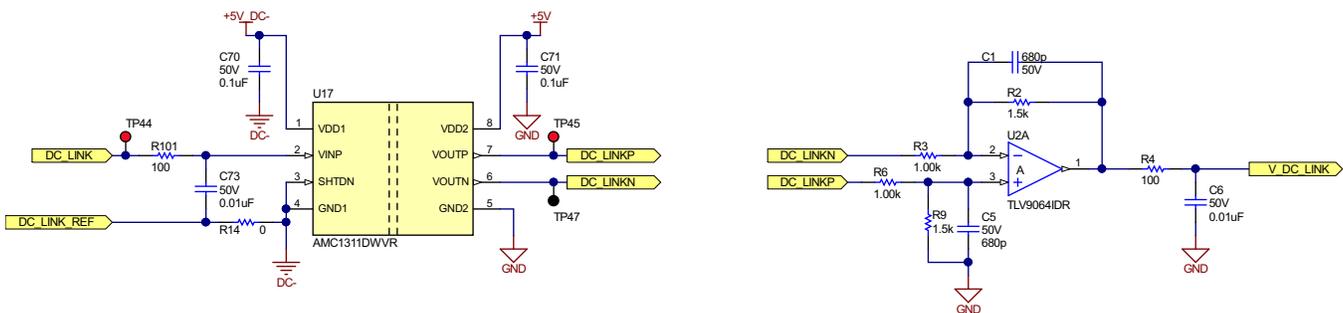
DC バスの電圧帰還は、過電圧保護と低電圧保護の目的に加え、PWM のデューティ・サイクルを制御してモーターに供給する RMS 電圧を一定の値に維持する目的でも必要です。抵抗 R2、R5、R7、R8、R9、R12 で構成した分圧器を使用して、DC バス電圧を絶縁型アンプの定格入力電圧範囲まで降圧変換します。このリファレンス・デザインは AMC1311DWV を使用しており、そのリニア入力電圧範囲は $-0.1 \sim 2V$ です。分圧器のスケール係数は式 1 で計算します。

$$\text{Scaling factor} = \frac{R12}{(R12+R2+R5+R7+R8+R9)} = 0.002484 \text{ V / V} \tag{1}$$

AMC1311 への $0 \sim 2V$ の入力は、スケール係数 $0.002484V/V$ で $0 \sim 800V$ に対応します。分圧器ネットワークの各抵抗は定格 $200V$ であり、最大 DC バス電圧が $800V$ の場合に 20% のデレーティングを適用します。DC バス電圧 $800V$ 時の各抵抗での最大消費電力は $0.128W$ です。各抵抗の定格は $0.25W$ です。

図 6 に抵抗分圧器ネットワークの両端間でスケール電圧のセンシングに使用する AMC1311 の回路を示します。R101 と C73 は入力フィルタを構成しています。DC- を基準とする $5V$ 電源から 2 次側に電力供給します。C70 は 2 次側の電源ノイズ・デカップリング・コンデンサです。GND を基準とする 1 次側 $5V$ 電源の電源ノイズ・デカップリングには C71 を使用します。AMC 1311 のゲインは 1 であり、差動出力段を採用しています。 $0 \sim 2V$ の入力は、 $1.44V$ の同相電圧を中心とした $\pm 1V$ の出力信号に変換されます。

図 6. AMC1311 を使用した DC バス電圧センシング



2.3.3 絶縁 IGBT ゲート・ドライバ

TIDA-010025 のインバータは、IGBT スイッチ制御用に 7 個の絶縁ゲート・ドライバを必要とします。6 個のドライバは IGBT インバータ・スイッチの制御、7 番目のドライバはブレーキ・チョップ IGBT の制御に使用します。このデザインで使用する絶縁ゲート・ドライバは UCC23513 です。このドライバはオプト LED に似せた ediode (ダイオード・エミュレーション) 入力段を採用しており、電流制御型です。既存の光絶縁ゲート・ドライバとピン互換性があり、幅の広いストレッチ SO6 パッケージに封止してあります。

2.3.3.1 ゲート・ドライバの入力段

ダイオード・エミュレーションが理由で、データシートの規定のように、ゲート・ドライバの入力ローからハイへのスレッシュホールドは $4mA$ (最大値)、ハイからローへのスレッシュホールドは $0.8V$ (最小値) です。入力ダイオードの順方向オン電流は $7 \sim 16mA$ にすることを推奨します。このデザインは、順方向オン電流が約 $10mA$ になるように設計しています。

インバータ制御マイコン (MCU) の出力は $3.3V$ の PWM 信号です。これを $10mA$ の電流信号に変換する必要があります。この変換の目的で、複数の回路構成を実装することが可能です。TIDA-010025 は、各入力駆動方法を評価するための機能をオンボード実装しています。このデザインは、UCC23513 が光絶縁ゲート・ドライバのピン互換代替品として使用できることを示すために、各構成でテスト済みです。

TIDA-010025 に実装済みの入力駆動回路構成は次のとおりです。

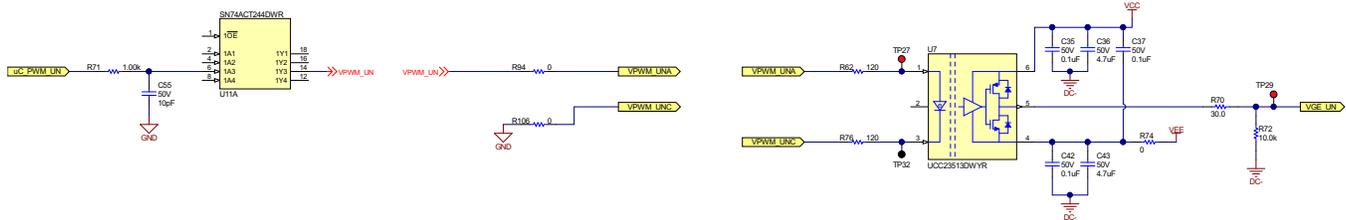
- UCC23513 のアノードをバッファが駆動する
- UCC23513 のカソードをバッファが駆動する

- バッファを使用してハイサイドとローサイドのゲート・ドライバをインターロックする
- UCC23513 の入力と直列接続した NMOS FET をマイコン (MCU) が駆動する
- UCC23513 の入力と並列接続した NPN BJT をマイコン (MCU) が駆動する

2.3.3.1.1 UCC23513 のアノードをバッファが駆動する

この構成は、SN74ACT244 バッファを使用して ediode のアノードを駆動し、カソードは接地します。使用するバッファの推奨出力駆動能力は $\pm 24\text{mA}$ です。ACT ロジック・ファミリのバッファは、5V 電源からの電力供給時に 3.3V の TTL 信号と互換性がある入力を採用しています。この結果、3.3V のマイコン (MCU) ロジック信号で制御されているこのバッファが、5V の出力信号を駆動することができます。

図 7. アノードをバッファが駆動する



バッファへの入力は、R71 と C55 で構成した RC フィルタを使用してフィルタ処理します。バッファの出力を、抵抗 R62 経由で ediode アノードに接続します。カソードは抵抗 R76 経由で GND に接続します。抵抗値は式 2 で計算します。

$$R62 + R76 = \frac{(V_{\text{buff}} - V_f)}{I_{\text{fon}}} = \frac{(4.6 - 2.2)}{10\text{mA}} = 240\Omega$$

ここで

- V_{buff} はデータシートから引用した 10mA 時のバッファの出力ハイ電圧です。
- V_f は ediode の最大入力順方向電圧です。
- I_{fon} は ediode の順方向電流です。

(2)

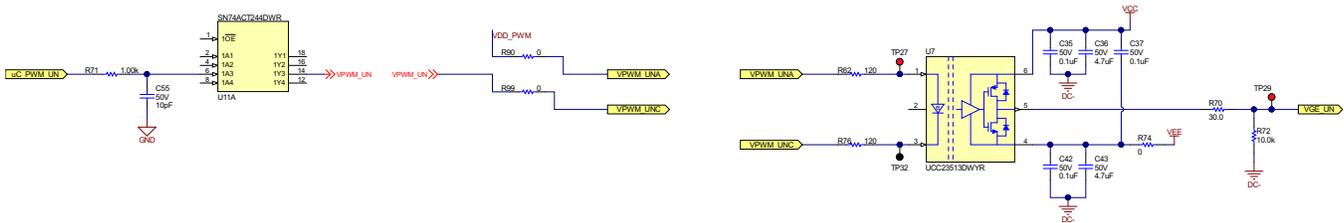
R62 と R76 はそれぞれ 120Ω を選定します。

5V のバッファ電源が利用できない場合や、バッファのアクティブ・ロー動作のイネーブル・ピンをハイにプルアップした場合、バッファの出力はトライステート (Z、ハイ・インピーダンス) になります。この状態では、ediode を流れる電流は駆動されず、ゲート・ドライバの出力はローに維持されます。

2.3.3.1.2 UCC23513 のカソードをバッファが駆動する

この構成は、SN74ACT244 バッファを使用して抵抗 R76 経由で ediode のカソードを駆動し、アノードは R62 経由で 5V にプルアップします。PWM 信号がハイの場合、バッファはカソードを 5V で駆動し、ediode の両端間の電圧が 0.8V 未満に低下して、ゲート・ドライバの出力をローで駆動します。PWM 信号がローの場合、バッファがカソードをグラウンドにプルダウンし、ediode 経由で電流を駆動して、ゲート・ドライバの出力をオンにします。したがって、この構成は PWM 信号を反転します。反転を許容できない場合、SN74ACT244 とピン互換性のある SN74ACT240 などの反転バッファを使用できます。

図 8. カソードをバッファが駆動する



抵抗 R62 と R76 は式 3 で計算します。

$$R62 + R76 = \frac{(V_{supply} - V_f - V_{buff})}{I_{fon}} = \frac{(5 - 2.2 - 0.25)}{10\text{mA}} = 255\Omega$$

ここで

- Vbuff はデータシートから引用した 10mA 時のバッファのロー出力電圧です。
- Vf は ediode の最大入力順方向電圧です。
- Ifon は ediode の順方向電流です。

(3)

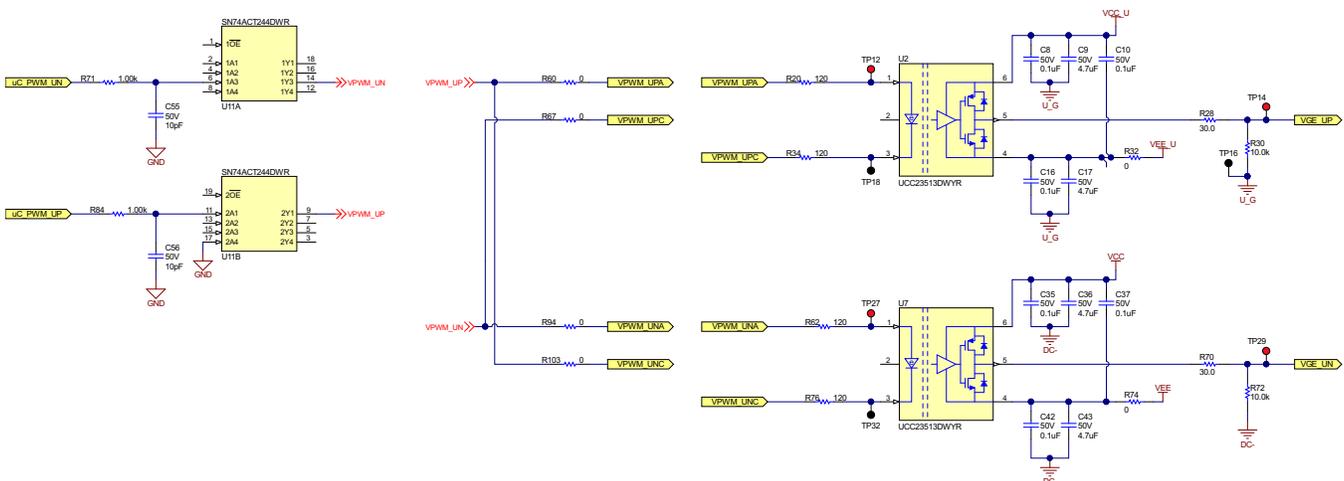
R62 と R76 はそれぞれ 120Ω を選定します。

5V のバッファ電源が利用できない場合や、バッファのアクティブ・ロー動作のイネーブル・ピンをハイにプルアップした場合、バッファの出力はトライステート(Z、ハイ・インピーダンス)になります。この状態では、ediode を流れる電流は駆動されず、ゲート・ドライバの出力はローに維持されます。

2.3.3.1.3 バッファを使用してハイサイドとローサイドのゲート・ドライバをインターロックする

この構成は、SN74ACT244 バッファのハイサイド PWM 信号を使用して抵抗 R20 経由でハイサイド・ゲート・ドライバの ediode のアノードを駆動し、R76 経由でローサイド・ゲート・ドライバの ediode のカソードを駆動します。また、バッファのローサイド PWM 信号を使用して抵抗 R34 経由でハイサイド・ゲート・ドライバの ediode のカソードを駆動し、R62 経由でローサイド・ゲート・ドライバの ediode のアノードを駆動します。

図 9. バッファを使用してハイサイドとローサイドのゲート・ドライバをインターロックする



ゲート・ドライバの出力は表 2 のとおりです。

表 2. インターロックに関する PWM ロジックの表

状況	ハイサイド PWM 入力	ローサイド PWM 入力	ハイサイド PWM 出力	ローサイド PWM 出力
1	ハイ	ハイ	ロー	ロー
2	ハイ	ロー	ハイ	ロー

表 2. インターロックに関する PWM ロジックの表 (continued)

状況	ハイサイド PWM 入力	ローサイド PWM 入力	ハイサイド PWM 出力	ローサイド PWM 出力
3	ロー	ハイ	ロー	ハイ
4	ロー	ロー	ロー	ロー
5	トライステート(Z)	トライステート(Z)	ロー	ロー

通常動作時は、ハイサイドとローサイドそれぞれの PWM 信号は相補的(互いの反転)なので、表 2 の状況 2 または 3 に該当します。デッドタイム期間中は(状況 4)、両方 PWM 信号がローになります。この場合、どちらの **ediod** にも電流は流れず、ゲート・ドライバの出力はローになります。5V のバッファ電源が利用できない場合や、バッファのアクティブ・ロー動作のイネーブル・ピンをハイにプルアップした場合、バッファの出力はトライステート(Z、ハイ・インピーダンス)になります(状況 5)。この場合、どちらの **ediod** にも電流は流れず、ゲート・ドライバの出力はローになります。マイコン(MCU)の誤動作、モーター制御ソフトウェアのバグ、またはノイズが原因で、両方の PWM 信号がオンになる可能性もあります(状況 1)。この場合、ゲート・ドライバのアノードとカソードの両方がハイに駆動され、ダイオードには電流が流れません。両方のゲート・ドライバがオフになります。

抵抗 R62 と R76 は式 4 で計算します。

$$R62 + R76 = \frac{(V_{buff_{on}} - V_f - V_{buff_{off}})}{I_{fon}} = \frac{(4.6 - 2.2 - 0.25)}{10mA} = 215\Omega$$

ここで

- $V_{buff_{on}}$ はデータシートから引用した 10mA 時のバッファの出力ハイ電圧です。
- $V_{buff_{off}}$ はデータシートから引用した 10mA 時のバッファの出力ロー電圧です。
- V_f は **ediod** の最大入力順方向電圧です。
- I_{fon} は **ediod** の順方向電流です。

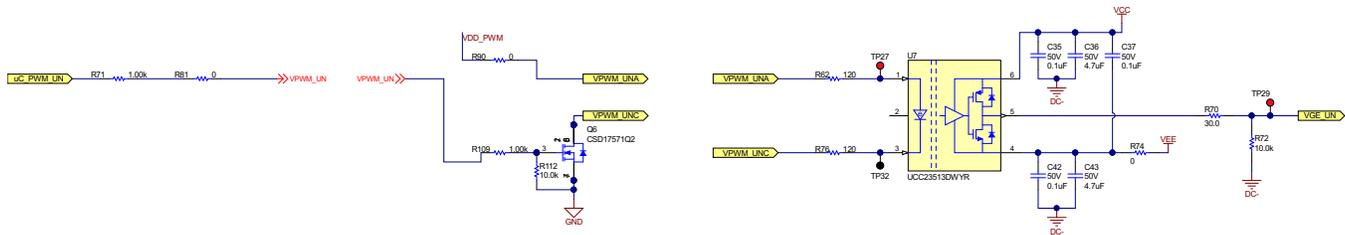
(4)

このデザインは、R62 と R76 のそれぞれで 120Ω を選定します。それでもゲート電流は 7mA を上回ります。

2.3.3.1.4 ゲート・ドライバの入力と直列接続した NMOS FET をマイコン(MCU)が駆動する

より低コストの方法は、バッファ IC を使用せずに、**ediod** と直列接続した NMOS FET を使用します。この場合の利点は高い入力駆動電圧 ($V_{dd} > 5V$) を使用できることですが、インターロックは不可能です。**ediod** のアノードを抵抗 R62 経由で V_{dd} 電源に接続し、カソードを抵抗 R76 と FET Q6 経由でグラウンドに接続します。マイコン(MCU)からの PWM 信号がハイの場合、FET がオンになり、**ediod** に電流が流れて、ゲート・ドライバの出力はオンになります。PWM 信号がローの場合、FET は **ediod** への電流を阻止し、ゲート・ドライバはオフになります。

図 10. ゲート・ドライバの入力と直列接続した NMOS FET をマイコン(MCU)が駆動する



抵抗 R62 と R76 は式 5 で計算します。

$$R62 + R76 = \frac{(V_{supply} - V_f - V_{FETDS})}{I_{fon}} = \frac{(5 - 2.2)}{10mA} = 280\Omega$$

ここで

- V_{FETDS} は 10mA 時の FET 両端間の電圧降下であり、無視できるほど小さい値です。
- V_f は **ediod** の最大入力順方向電圧です。
- I_{fon} は **ediod** の順方向電流です。

(5)

このデザインは、R62 と R76 のそれぞれで 120Ω を選定します。それでもゲート電流は 16mA を下回ります。

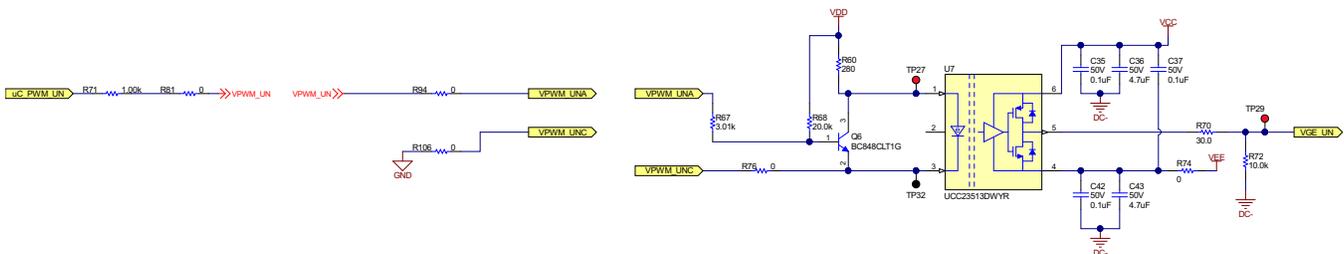
障害が発生して FET への PWM 入力がフローティングになると、抵抗 R112 が Q6 のゲートをローにプルダウンし、FET はオフになります。

2.3.3.1.5 ゲート・ドライバの入力と並列接続した NPN FET をマイコン(MCU)が駆動する

もう 1 つの方法は、**ediodi** と並列接続した NPN トランジスタを使用して、NPN BJT のベースをマイコン(MCU)から直接駆動することです。PWM 信号がハイの場合、Q6 はオンになり、R60 と Q6 に電流が流れます。**ediodi** 両端間の電圧は NPN トランジスタの V_{sat} と等しくなります。ゲート・ドライバの出力はローにプルダウンされます。PWM 信号がローの場合、Q6 はオフになり、VDD から R60 と **ediodi** 経由で電流が流れ、ゲート・ドライバの出力はハイになります。

この構成の利点は、NPN を **ediodi** と並列接続し、PCB 上のゲート・ドライバの入力段に近接した場所に配置できることです。その結果、BJT が飽和しても **ediodi** を 0.8V 未満で強力に駆動することができ、ノイズ耐性の高い回路構成になります。また、高い入力駆動電圧 (Vdd) を使用できます。欠点は、**ediodi** と NPN BJT のどちらかに常に電流が流れることです。

図 11. ゲート・ドライバの入力と並列接続した NPN FET をマイコン(MCU)が駆動する



抵抗 R60 は式 6 で計算します。

$$R60 = \frac{(V_{dd} - V_f)}{I_{fon}} = \frac{(5 - 2.2)}{10\text{mA}} = 280\Omega$$

ここで

- Vdd は電源電圧です。
- Vf は **ediodi** の最大入力順方向電圧です。
- Ifon は **ediodi** の順方向電流です。

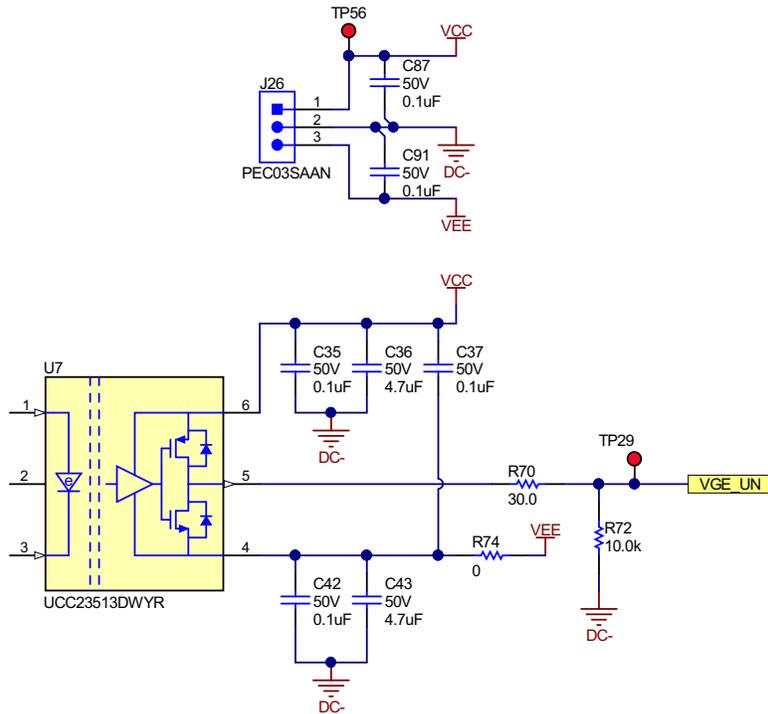
(6)

R60 は 280Ω を選定します。

2.3.3.2 ゲート・ドライバ電源

UCC23513 の入力電流制御型であり、1 次側電源レールは必要ありません。このデザインは、IGBT のエミッタを基準とする +15V と -8V の各レールを使用して 2 次側に電力を供給します。図 12 に示すとおり、15V レール (VCC) はゲート・ドライバの VCC ピンに、-8V レール (VEE) は VEE ピンに接続します。2 次側の総電圧は 23V であり、ゲート・ドライバの内部回路へのバイアス印加と IGBT のゲートの駆動に使用します。4.7μF のバルク・コンデンサ C36 と C43 が IGBT のゲート電流を供給し、ゲート電流ループによる寄生インダクタンスの最小化に寄与するので、スイッチングを高速化できます。また、0.1μF のノイズ・デカップリング・コンデンサ C35 と C42 を使用して、電源入力をフィルタ処理します。

図 12. ゲート・ドライバの電源レール



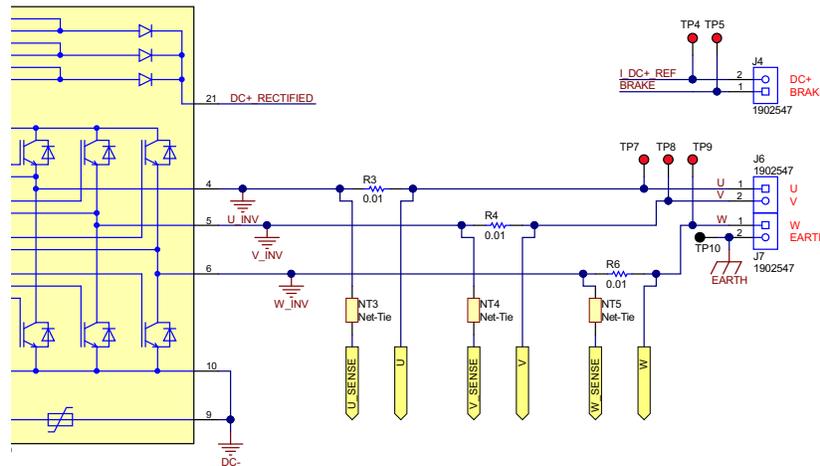
2.3.3.3 ゲート・ドライバの出力段

UCC23513 はシングル・ゲート・ドライバ出力を採用しており、IGBT のスイッチング時間を制御できます。ゲート抵抗 R70 は、IGBT モジュールのデータシートで推奨されている 30Ω を選定します。この結果、+15V、-8V レールを使用する場合の最大ピーク・ソース / シンク電流は 0.766A になります。IGBT のオン / オフ切り替えを個別に制御する必要がある場合、部品 D9 と R64 を R70 と並列に配置します。10kΩ の抵抗 R72 は、IGBT モジュールに近接して配置し、IGBT のゲート端子とエミッタ端子の間に接続します。この結果、異常が発生してゲート・ドライバが IGBT から接続解除された場合に、IGBT がオフ状態にとどまることができます。

2.3.4 モーター相電流のセンシング

モーター相電流は、シャント抵抗 R3、R4、R6 を使用して 3 相のそれぞれでセンスします。抵抗の両端間の電圧降下は、絶縁型アンプを使用して測定します。このリファレンス・デザインは、AMC1300B デバイスの ±250mV という入力電圧範囲を採用しています。最大 25Apk の電流を測定可能です。シャント抵抗は、10mΩ、1%、定格 4W の抵抗を選定します。

図 13. 同相モーター電流測定用のシャント抵抗



シャント抵抗の値 = $U3$ の入力電圧範囲 / 測定対象ピーク電流値 = $250\text{mV} / 25\text{A} = 10\text{m}\Omega$

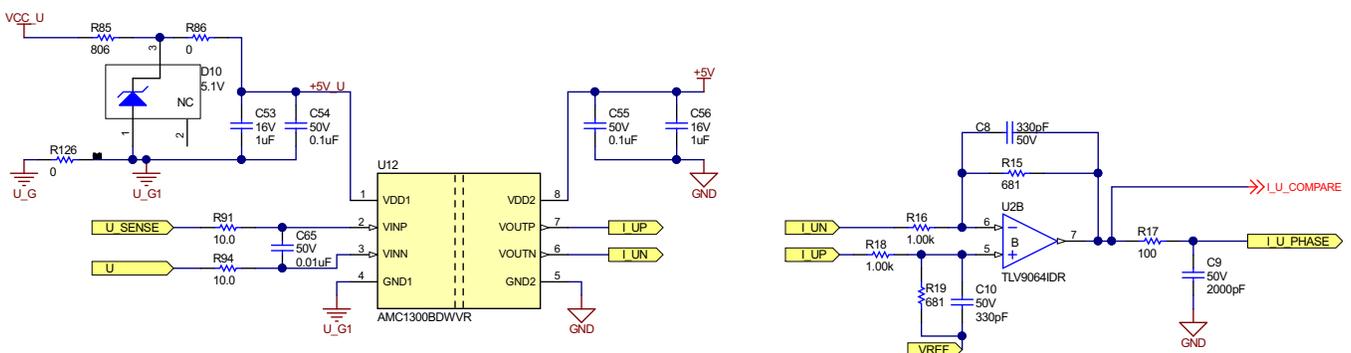
インバータの公称電流定格 = 14Arms

公称消費電力 = $14 \times 14 \times 10\text{m} = 1.96\text{W}$

図 14 に AMC1300B を使用した電流測定の回路構成を示します。R91、R94、C65 は入力差動フィルタを構成しています。このフィルタは、入力の高周波ノイズがエイリアスになって測定周波数範囲に混入することを防止します。インバータ相のノード U_G1 を基準とする $+5\text{V}_U$ から、アンプの 2 次側に電力を供給します。この電源は、ツェナー・ダイオードを使用した 15V の VCC_U 絶縁ゲート駆動電源から生成したものです。C54 は電源ノイズ・デカップリング・コンデンサです。

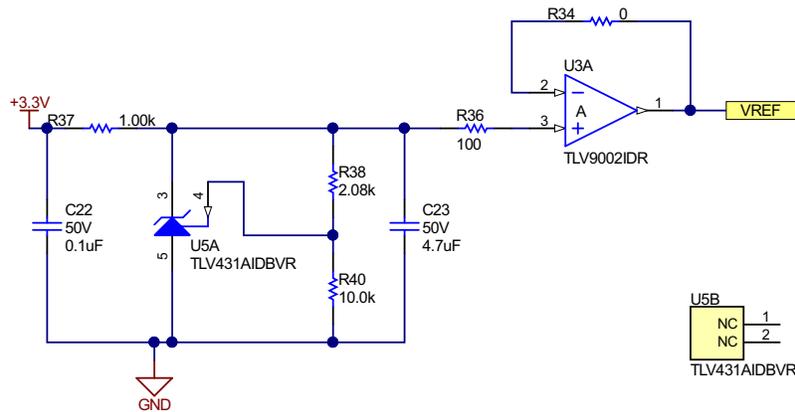
絶縁型アンプのゲインは 8.2 であり、出力は 1.44V の同相電圧に対応する差動信号です。 $\pm 250\text{mV}$ を $\pm 2.05\text{V}$ に増幅します。マイコン (MCU) ADC の入力はシングルエンドで、FS (フルスケール) 入力範囲は 3V です。バイポーラ電流信号を測定するため、絶縁型アンプの FS 出力を ADC の FS 入力に割り当てます。 $(3-0.2)/(2 \times 2.05) = 0.6829$ のゲインで、TLV9064 を使用して差動アンプを実装します。グランドと 3V の両方から 0.1V のマージンを確保し、出力がオペアンプの出力電圧振幅範囲内に収まるようにします。双方向の電流測定を実施する場合、アンプの出力を 1.5V にレベル・シフトします。R17 と C9 は ADC 入力に対する RC フィルタを構成しています。

図 14. モーター相電流の測定



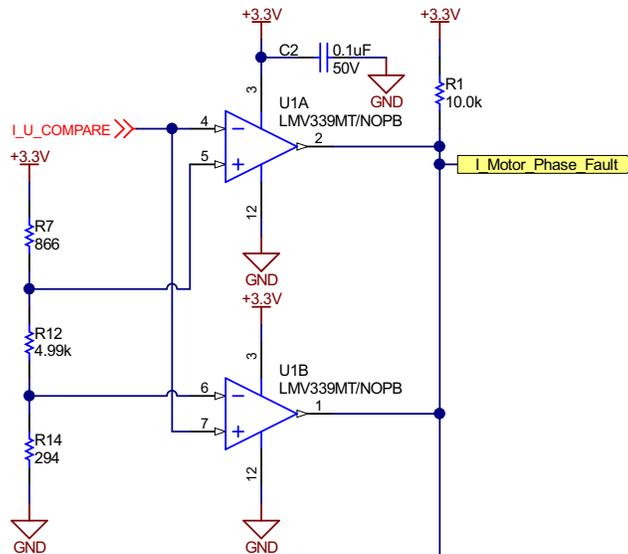
オペアンプ出力のレベル・シフト用の 1.5V リファレンス電圧は TLV431A を使用して生成し、TLV9002 を使用してバッファリングします。

図 15. 1.5V リファレンス電圧の生成



過電流検出: LMV339 を使用して過電流検出用にウィンドウ・コンパレータを実装します。過電流スレッシュホールドを $\pm 24\text{Apk}$ に設定します。この値は、差動アンプの出力 2.84V と 0.1597V に対応します。抵抗 R7、R12、R14 を使用してこれらのスレッシュホールドを設定します。過電流障害に対する応答時間を短縮する目的で、ADC のアンチ・エイリアス・フィルタより前にウィンドウ・コンパレータへの入力を取得することに注意してください。このコンパレータの出力はオープン・ドレインであり、障害が発生した時点ですぐにローにプルダウンされます。このコンパレータの出力は、ロジック・ブロック経由で PWM 駆動バッファのアクティブ・ロー動作のイネーブル・ピンに接続してあります。過電流障害が発生したときは、PWM バッファが確実にトライステート (Z、ハイ・インピーダンス) になります。PWM バッファがトライステート (Z) になると、ゲート・ドライバの出力はオフになります。

図 16. 過負荷検出コンパレータ

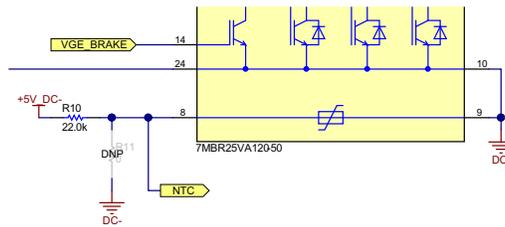


2.3.5 IGBT モジュールの温度センシング

高温時に過熱シャットダウンやインバータの出力ディレーティングを実行するには、IGBT パワー・モジュールの温度フィードバックが必要です。モジュールの温度は、モジュールの内蔵 NTC を使用して測定します。

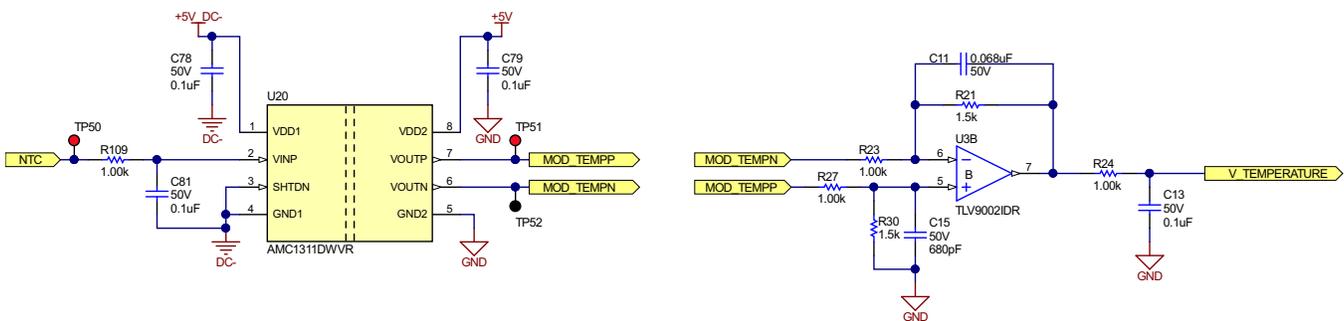
図 17 に示すように、R10 と NTC 抵抗を使用して抵抗分圧器を構成します。

図 17. IGBT モジュールの内蔵 NTC を使用した温度センシング



NTC 抵抗の両端間の電圧は、絶縁型アンプ AMC1311 を使用して測定します。R109 と C81 を使用してフィルタ処理した後、この NTC 両端間の電圧をアンプに供給します。出力は 1.44V の同相電圧に対応する差動信号であり、差動アンプ TLV9002 を使用してシングルエンドに変換します。1.5 というゲインを使用して、AMC1311 の 2V という FS 範囲を ADC の 3V という FS 範囲に割り当てます。

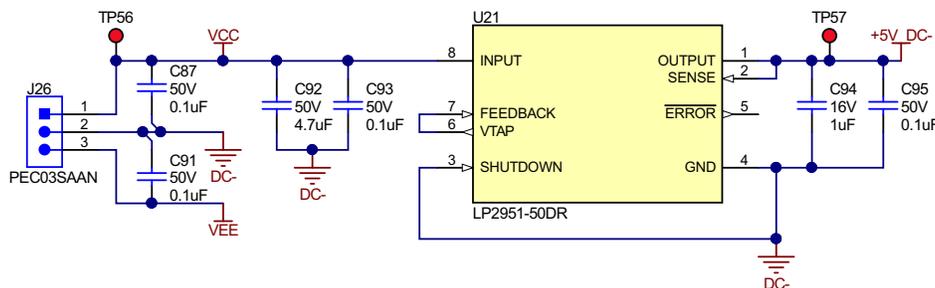
図 18. 温度測定用絶縁型アンプ



2.3.6 電源

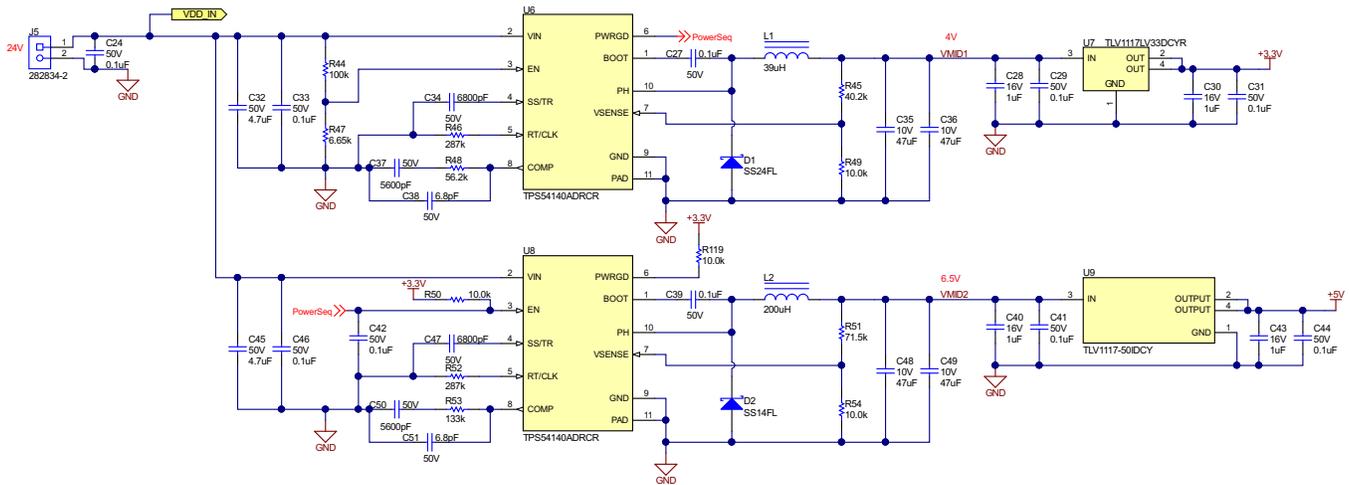
DC リンク電圧および温度センシングに使用する AMC1311 絶縁型アンプには、DC- を基準とする 2 次側 5V 電源が必要です。この電源は、ローサイド IGBT ゲート・ドライバの 15V 電源から生成します。AMC1311 は、最大 9.7mA の 2 次側電源電流を必要とします。図 19 に示すとおり、LP2951 LDO を使用して 5V 電源を生成します。C92 は入力バルク・コンデンサ、C93 はノイズ・デカップリング・コンデンサです。出力電圧センス・ピンを出力電圧に直接接続し、内蔵の抵抗分圧器 Vtap を帰還ピンに接続します。シャットダウン・ピンをグランドに接続しているため、LDO は常にオンになります。

図 19. DC- を基準とする 5V の生成



制御カードは、1 次側グランドを基準とする 3.3V レールと 5V レールを必要とします。3.3V レールは、制御カードの LaunchPad、アナログ信号コンディショニング回路、コンパレータ回路への電力供給に使用します。5V レールは、PWM 駆動バッファへの電力供給に使用し、制御カードからインバータの電力ボードに伝送して、絶縁型アンプの 1 次側への電力供給にも使用します。

図 20. 低電圧側 DC 電源レールの生成



これらのレールはどちらも、降圧コンバータ TPS54140A を使用して生成します。これらのデバイスの入力、コネクタ J5 経由で 24V (VDD_IN) に接続します。U6 のイネーブル・ピンは、抵抗分圧器ネットワーク R44 と R47 経由で VDD_IN に接続します。イネーブル・ピンのスレッショルドは 1.25V なので、U6 が起動するのは VDD_IN が約 20V を上回った場合のみです。R45 と R49 で構成しているコンバータの帰還ネットワークを、出力 VMID1 が 4V になるように設定します。この 4V をダウンストリームの LDO TLV1117LV に供給し、3.3V レールを生成します。U6 のパワー・グッド・ピンはオープン・ドレイン出力です。サーマル・シャットダウン、ドロップアウト、過電圧、または EN シャットダウンにより、出力電圧が低下した場合、パワー・グッド・ピンはローをアサートします。このデザインは、電源シーケンスを実行する目的で、このピンを U8 のイネーブル・ピンに接続しています。まず、パワー・グッド・ピンは、VSENSE ピンが内部基準電圧の 94% 以下にとどまっている間、ローのままです。この値を上回ると、PWRGD ピンがローのアサートを解除してハイになり、プルアップ抵抗 R50 がデバイス U8 をイネーブルします。U8 は 6.5V の VMID2 を生成するように設計されています。この回路から、ダウンストリームの 5V LDO TLV1117-50 に電力を供給します。パワーアップ時のシーケンスは 3.3V レール、続いて 5V レールの順です。この結果、どの帰還回路や PWM 駆動バッファよりも先にコントローラをパワーアップできます。ソフト・スタート時間は、SS ピンに接続した C34 と C47 を使用して設定できます。このデザインは 6,800pF を使用しているので、ソフト・スタート時間は約 2ms になります。TI WEBENCH™ソフトウェアを使用して降圧コンバータを設計し、部品を選定します。

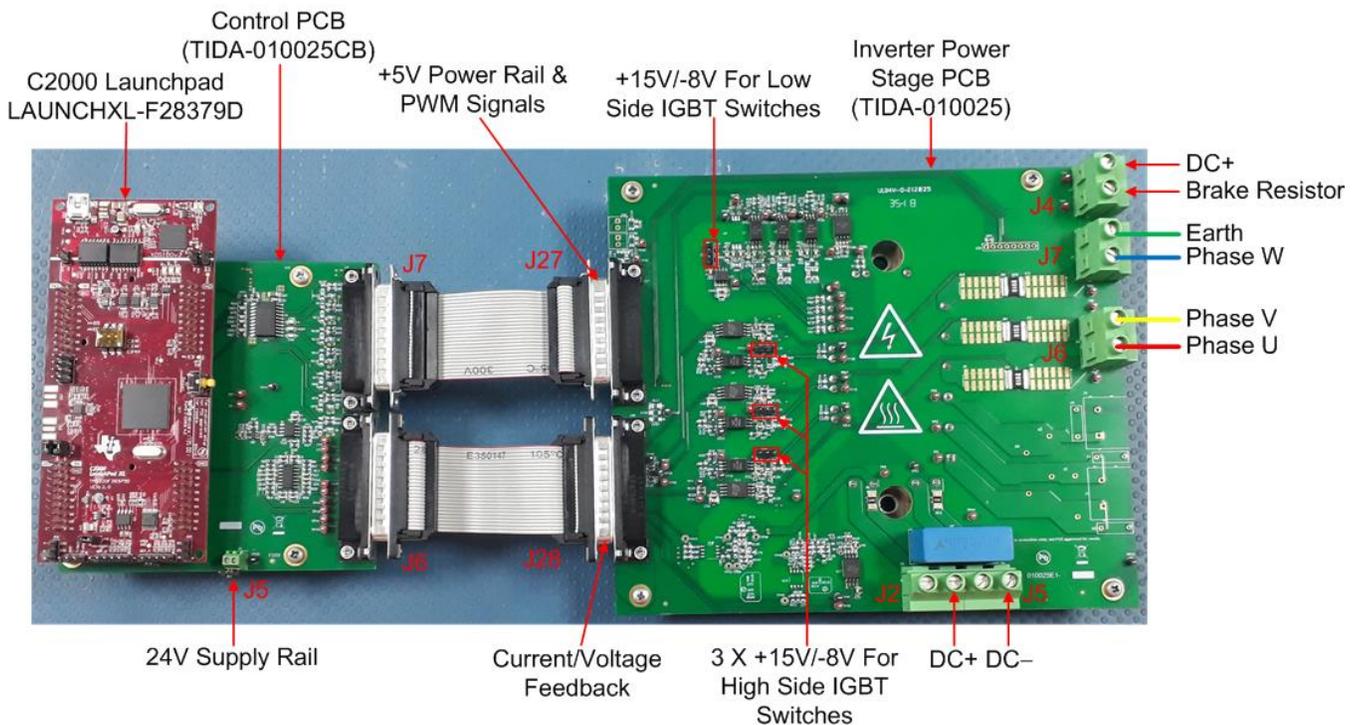
3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

3.1 必要なハードウェア

3.1.1 TIDA-010025 の PCB の概要

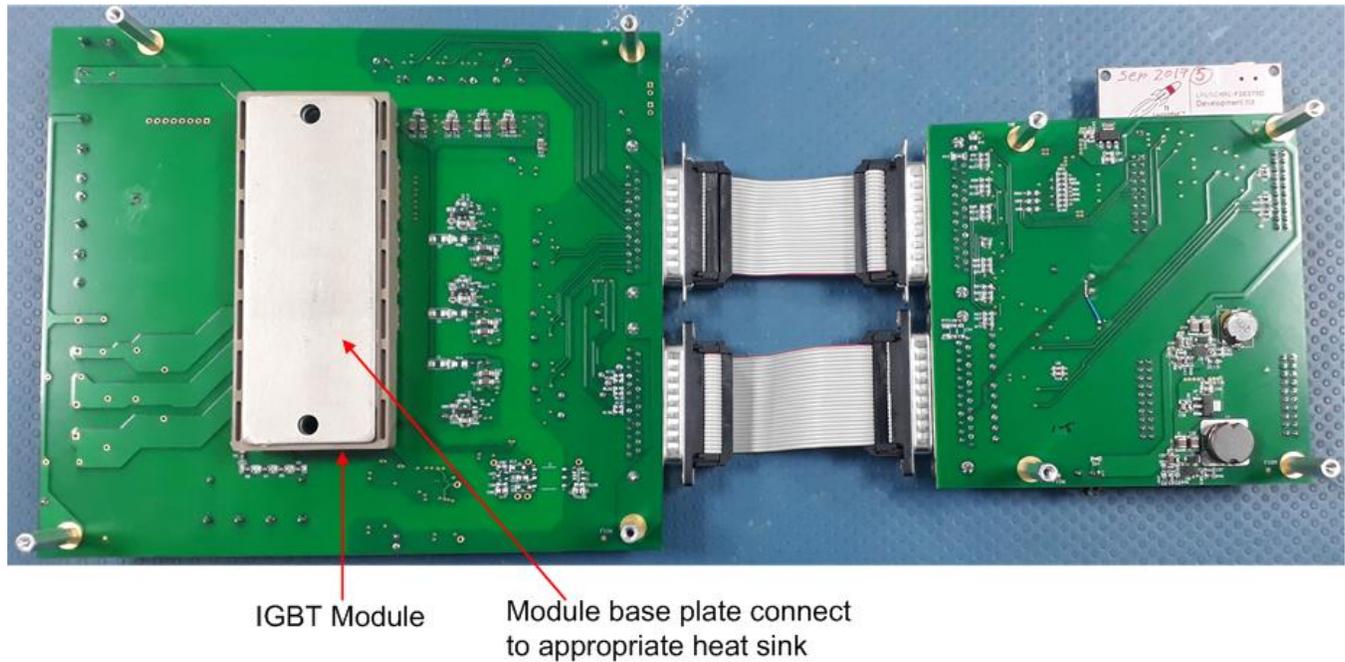
TIDA-010025 リファレンス・デザインは、次の 2 枚の PCB で構成されています。制御モジュール (TIDA-010025CB) とインバータ出力段 (TIDA-010025) の 2 枚です。25 ピン D-sub コネクタにリボン・ケーブル (フラット・ケーブル) を取り付けて、両方の PCB を接続します。一方のケーブルは制御ボードの J7 とインバータ・ボードの J27 に取り付けて 5V 電源レールと PWM 信号の伝送に使用し、もう一方のケーブルはインバータ・ボードの J28 と制御ボードの J6 に取り付けて、モーター相電流、DC リンク電圧、IGBT モジュール温度の測定値のフィードバックに使用します。モーターは、制御モジュールに装着した C2000 LaunchPad を使用して制御します。外部 24V 電源を制御ボードの J5 に接続します。3 つのモーター相を J6 と J7 に接続します。外部ブレーキ抵抗を J4 に接続できるように実装してあります。インバータへの DC リンク入力はコネクタ J2 と J5 を経由します。

図 21. TIDA-010025 の上面図



整流器、ブレーキ・チョッパ、インバータを内蔵した IGBT モジュールは PCB 底面に取り付けてあります。サーマル・コンパウンドを使用して、IGBT モジュールのベース・プレートにヒートシンクを取り付ける必要があります。各用途での消費電力と利用可能な冷却機構に応じて、適切なヒートシンクを選定する必要があります。

図 22. TIDA-010025 の底面図



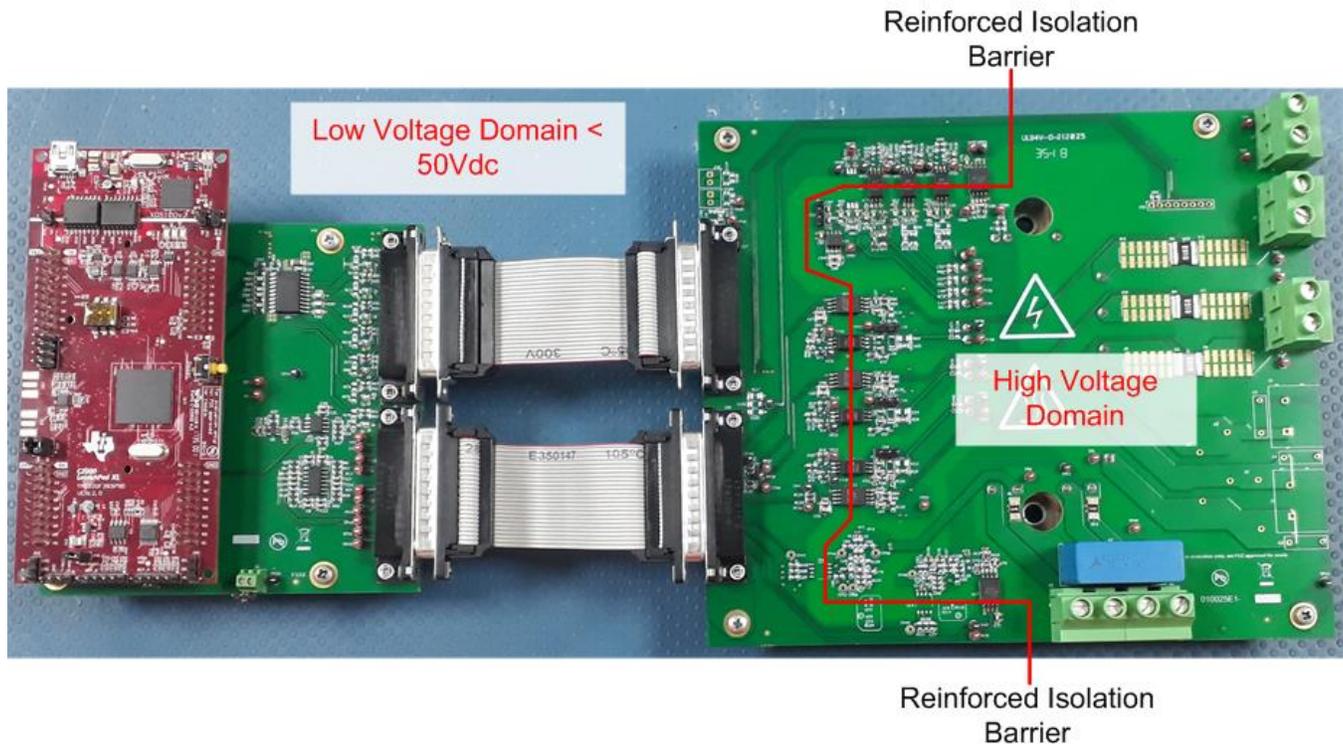
3.1.2 テストにあたっての安全上の注意

高電圧の警告: TIDA-010025 は最大 800VDC の高電圧 DC リンク入力を使用して動作することがあります。テスト中、これらの高電圧セクションに人が触れるおそれがあり、細心の注意を払う必要があります。専門知識のある技術者だけが取り扱うようにしてください。通電中の配線に基板を接続している場合、感電の危険性があります。このため、電源が入っている状態では、いずれの露出した端子も (高電圧かどうかにかかわらず) 直接取り扱ってはならず、すべての接続は電源を切った状態で行う必要があります。安全のため、過電圧 / 過電流保護機能のある絶縁試験装置の使用を推奨します。PCB の高電圧領域を図 24 に示します。また、PCB に重ねる形で図 23 のマークを表示しています。

図 23. 高電圧の警告



図 24. PCB の高電圧領域



電源を入れたままその場を離れないでください。インバータがオフでも、DC リンク・コンデンサが残留電荷を保持している可能性があることに注意してください。DC リンク・コンデンサの放電が完了したことを確認してから、基板を取り扱ってください。

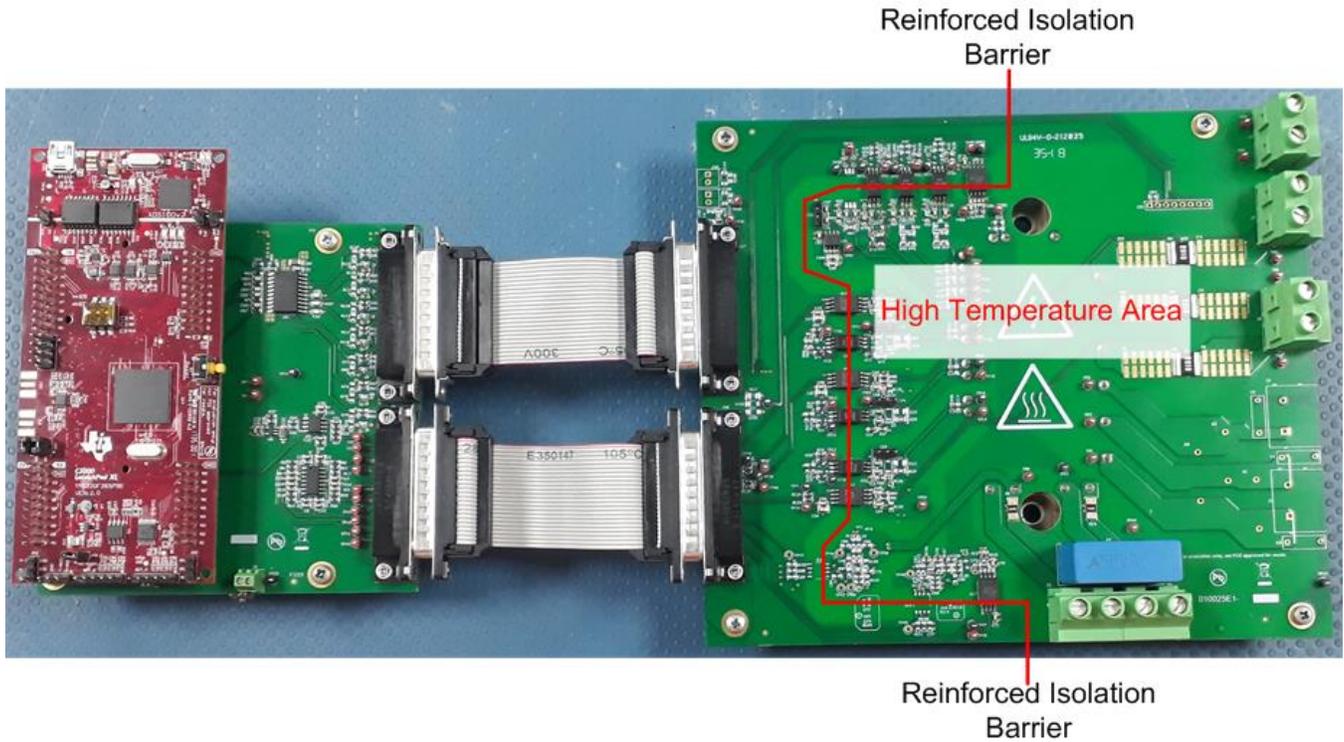
図 24 に示すとおり、強化絶縁バリアが高電圧領域と低電圧領域を分離しています。この 2 つの領域の間に、最小 8mm の沿面距離と空間距離が確保してあります。

高温の警告:特に高い周囲温度で動作している場合や、インバータが全負荷状態の場合、PCB の一部の構成要素や部品が高温になる可能性があります。やけどの原因になることがあるので、PCB に触れないでください。インバータをオフにし、しばらく経って PCB が冷えた後で取り扱ってください。図 26 に PCB の高温領域を示します。また、PCB に重ねる形で図 25 のマークを表示しています。

図 25. 高温の警告



図 26. PCB の高温領域



3.1.3 コントローラのインターフェイス

TIDA-010025CB は LAUNCHXL-F28379D LaunchPad とのインターフェイスとして機能します。使用するピンと機能を表 3～表 6 に示します。

表 3. TIDA-010025CB J1 と LaunchPad™ J1、J3 のインターフェイス

TIDA-010025 の機能	LaunchPad™で使用する機能	J1 のピン	J3 のピン	LaunchPad™で使用する機能	TIDA-010025 の機能
+3.3V	3.3V	1	21		
		2	22	GND	GND
		3	23	ADCIN14	V_DC_LINK
		4	24		
		5	25		
		6	26		
		7	27	ADCINC2	I_U_PHASE
		8	28	ADCINB2	I_V_PHASE
		9	29	ADCINA2	I_W_PHASE
		10	30		

表 4. TIDA-010025CB J2 と LaunchPad™ J4、J2 のインターフェイス

TIDA-010025 の機能	LaunchPad™で使用する機能	J4 のピン	J2 のピン	LaunchPad™で使用する機能	TIDA-010025 の機能
uC_PWM_UP	EPWM1A	40	20		GND
uC_PWM_UN	EPWM1B	39	19		
uC_PWM_VP	EPWM2A	38	18		
uC_PWM_VN	EPWM2B	37	17		
uC_PWM_WP	EPWM3A	36	16		
uC_PWM_WN	EPWM3B	35	15		
		34	14		
		33	13	GPIO124	OVERLOAD_FAULT
		32	12	GPIO125	Fault_Control
		31	11		

表 5. TIDA-010025CB J3 と LaunchPad™ J5、J7 のインターフェイス

TIDA-010025 の機能	LaunchPad™で使用する機能	J5 のピン	J7 のピン	LaunchPad™で使用する機能	TIDA-010025 の機能
+3.3V	3.3V	41	61		
		42	62	GND	GND
		43	63	ADCIN15	V_TEMPERATURE
		44	64		
		45	65		
		46	66		
		47	67		
		48	68		
		49	69		
		50	70		

表 6. TIDA-010025CB J4 と LaunchPad™ J8、J6 のインターフェイス

TIDA-010025 の機能	LaunchPad™で使用する機能	J8 のピン	J6 のピン	LaunchPad™で使用する機能	TIDA-010025 の機能
uC_PWM_BRAKE	EPWM4A	80	60	GND	GND
		79	59		
		78	58		
		77	57		
		76	56		
		75	55		
		74	54		
		73	53		
		72	52		
		71	51		

3.2 テストと結果

このテストの目的は、3相インバータ向けのゲート駆動サブシステムである UCC23513 の機能と性能を評価することです。

3.2.1 テスト構成

図 27～図 29 にテスト構成を示します。3.1.2 に記載する安全上の注意をすべて守ってください。F28379D LaunchPad を TIDA-010025 制御モジュールに取り付けます。次に、リボンケーブル(フラットケーブル)を使用して制御モジュールを TIDA-010025 インバータ出力段に接続します。モーターをインバータ端子ブロックに接続して、DC リンク接続を確立します。電流制限機能搭載の外部 DC 電源を使用する必要があります。TIDA-00199 を使用して(TIDA-010026 も使用可)、絶縁ゲート・ドライバ用の +15V、-8V 各電源レールを生成します。外部 24V DC 電源を使用して、制御カードと TIDA-00199 の両方に電力を供給します。USB ケーブル経由でコントローラをデバッグします。この LaunchPad は、基本絶縁型の接続を実現しています。

次のパワーアップ・シーケンスを使用します。パワーダウン・シーケンスはその逆です。

- 24V 制御カード電源
- TIDA-00199 用 24V 電源
- インバータへの 565VDC (400VAC グリッド電圧に対応) 電源

図 27. テスト構成

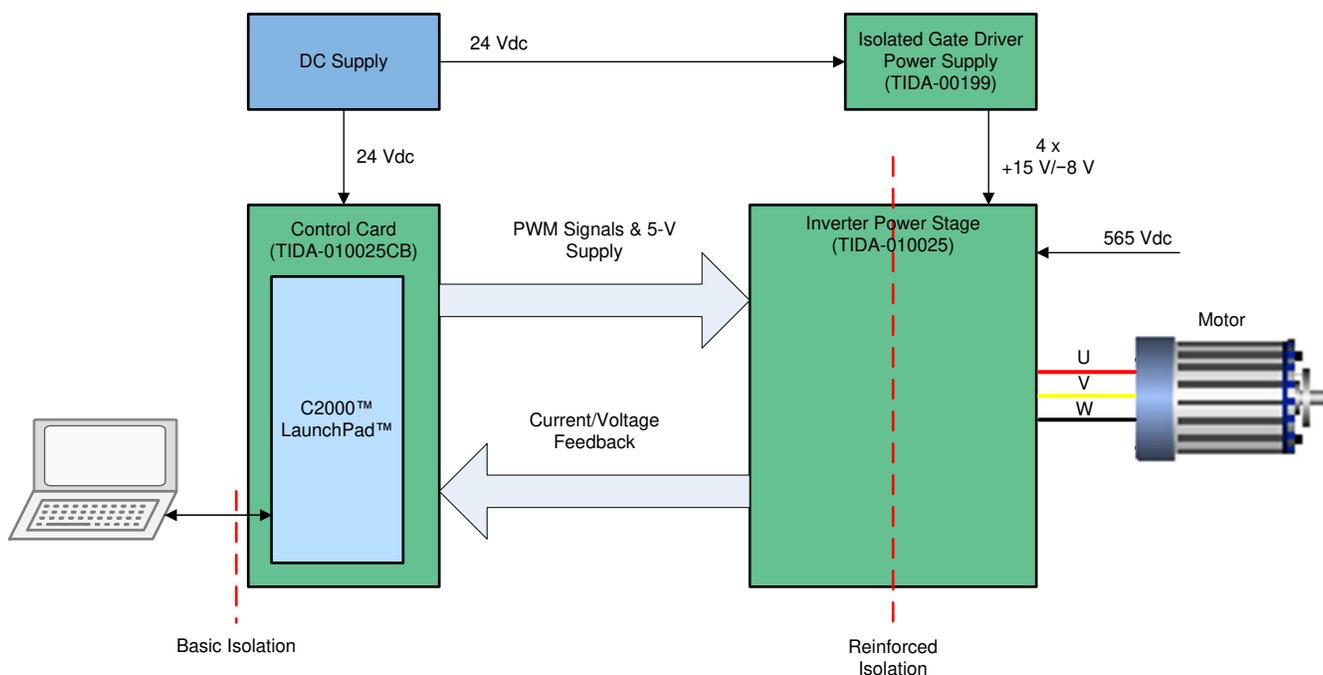


図 28. ラボのテスト構成

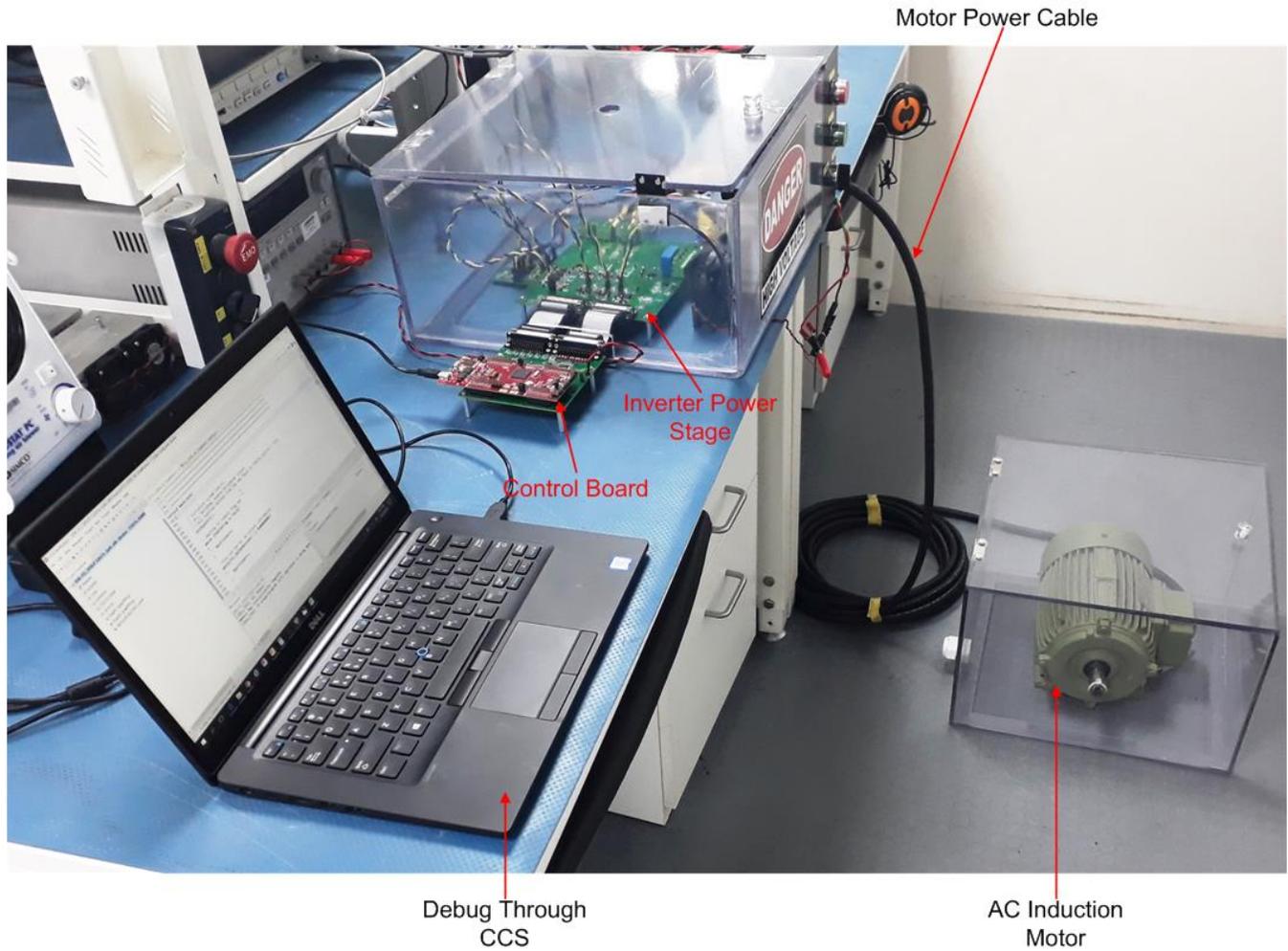
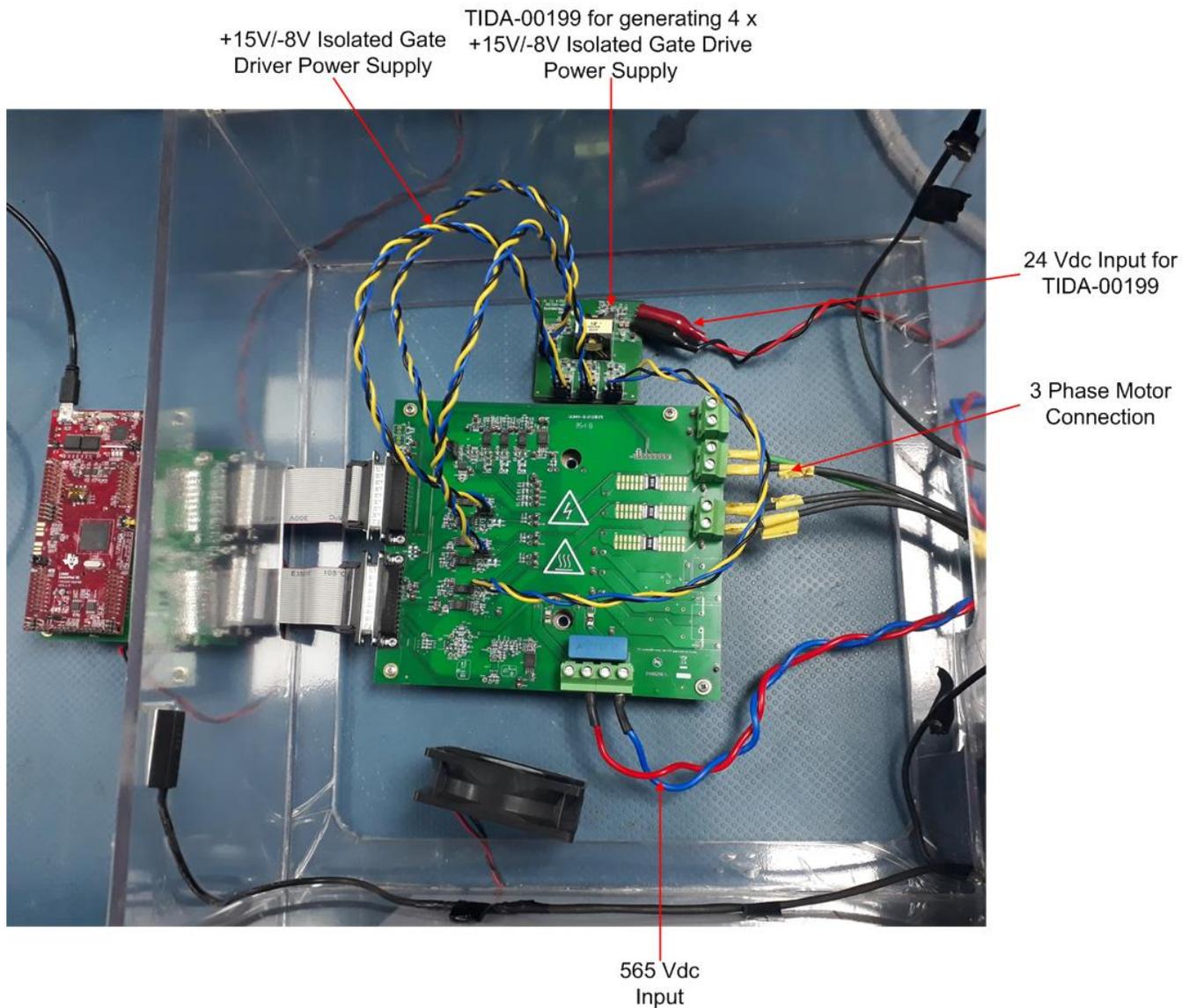


図 29. ラボのテスト構成(拡大)



3.2.2 テスト結果

3.2.2.1 インバータ・スイッチ・ノードの波形

このセクションで、インバータ機能時のスイッチング波形を示します。インバータ・スイッチ・ノードのハード・スイッチング動作は、 $-2A$ の負電流 (位相ノードに流れ込む電流) を流した状態でキャプチャします。ソフト・スイッチングは、 $2A$ の正電流 (位相ノードから流れ出す電流) を流した状態でキャプチャします。すべての波形は $565VDC$ の DC バス電圧を印加した状態です。

図 30 ~ 図 35 に、インバータ・スイッチ・ノードのターンオン動作とターンオフ動作を示します。

- チャンネル 1: マイコン (MCU) からの PWM 出力
- チャンネル 2: U 相ローサイド IGBT ゲート・ドライバの ediode 両端間の電圧
- チャンネル 3: U 相ローサイド IGBT の V_{ge}
- チャンネル 4: DC- を基準とする U 相のインバータ・スイッチ・ノード

図 30. ハード・スイッチング条件下のターンオン

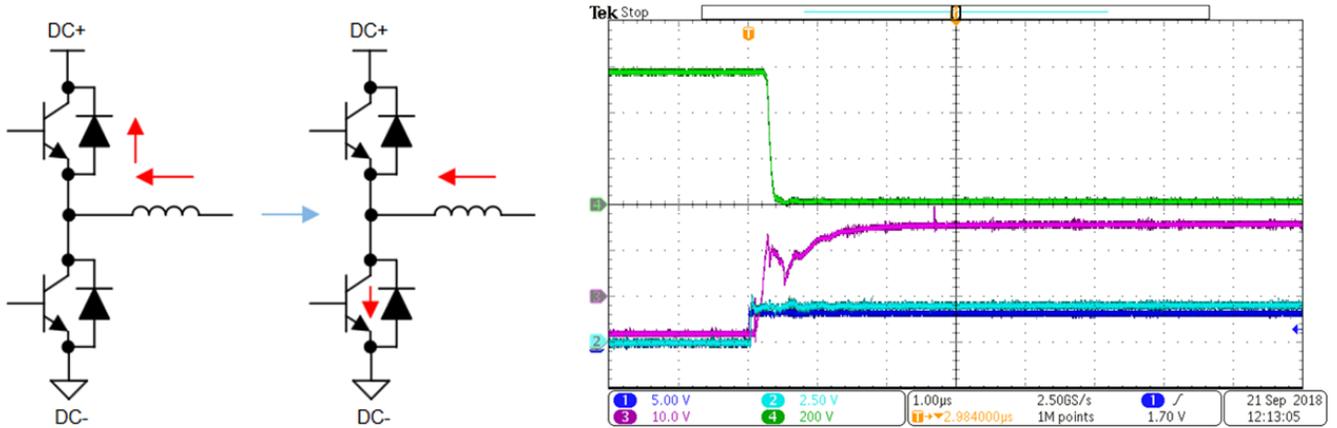


図 31. ハード・スイッチング条件下のターンオフ

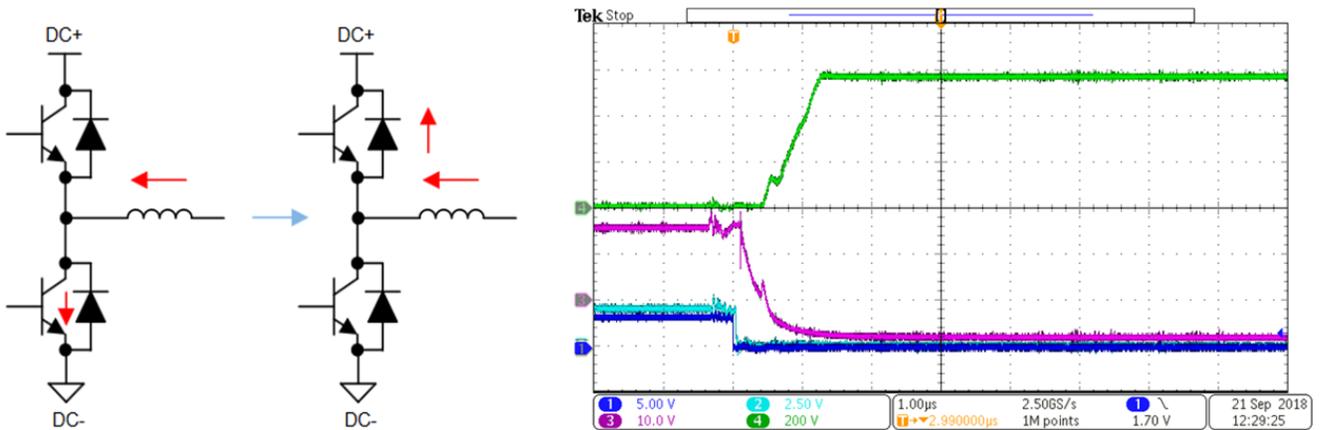


図 32. ソフト・スイッチング条件下のターンオン

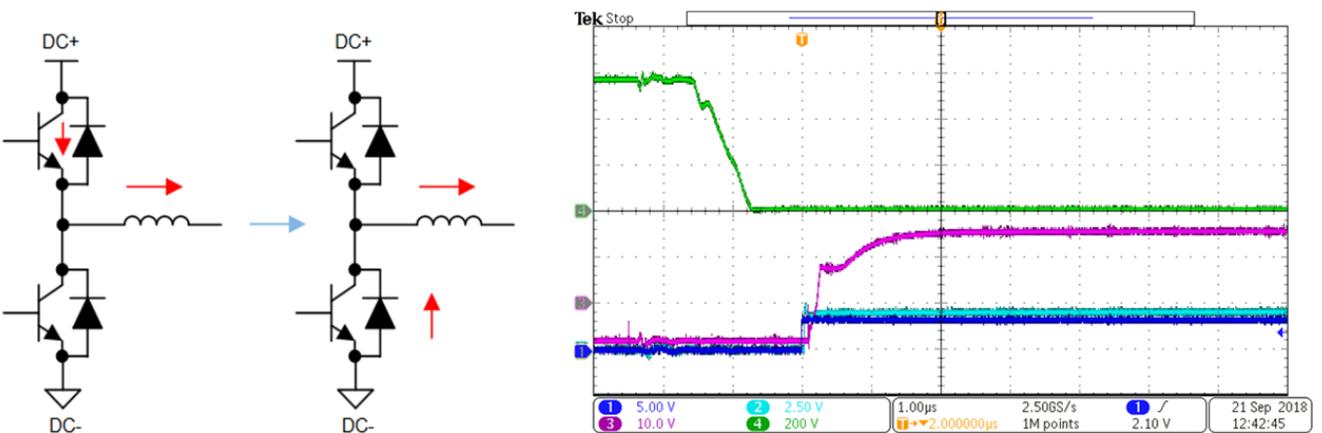


図 33. ソフト・スイッチング条件下のターンオフ

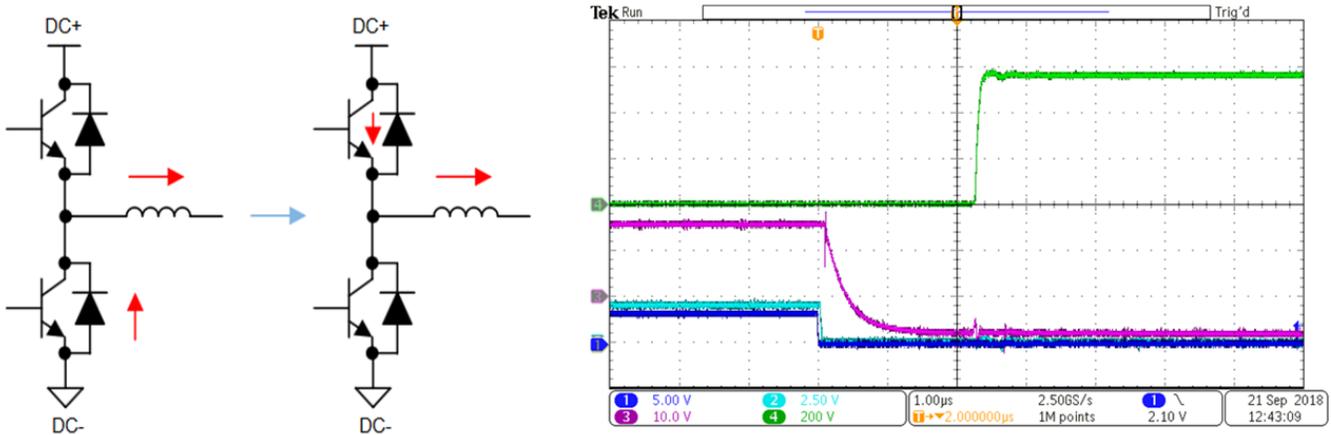


図 34 と図 35 に、565V の DC リンク電圧を印加し、2A の位相電流を供給した状態でキャプチャしたインバータ・スイッチ・ノードのターンオンとターンオフの dv/dt を示します。ターンオフ dv/dt が、IGBT の位相電流と出力容量 C_{oss} に依存することに注意してください。位相電流が大きいほど、 C_{oss} 両端間の電圧が高速に上昇します。

図 34. ターンオン dv/dt

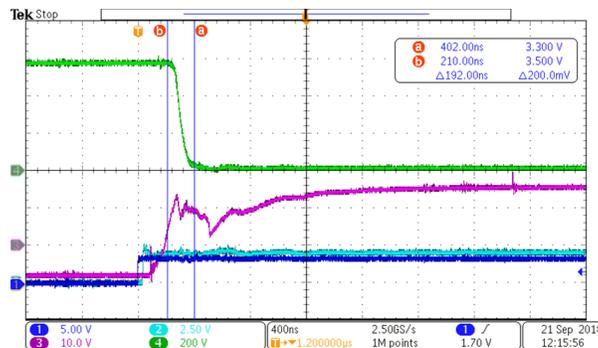
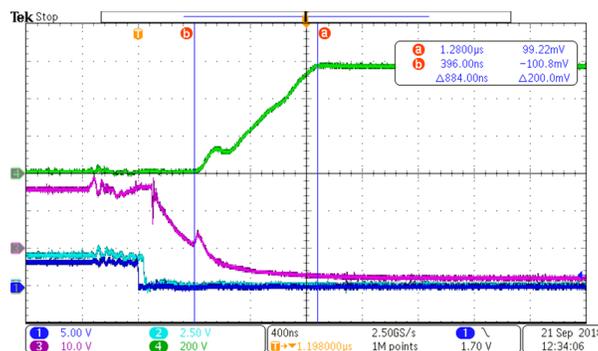


図 35. ターンオフ dv/dt



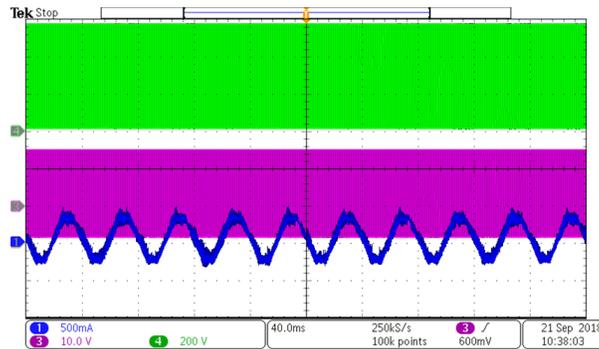
3.2.2.2 開ループ動作時のモーター電流の波形

開ループ・テストは、インバータの特性評価を目的として実施することに注意してください。モーター・シャフトに負荷をかけず、電流制御ループなしでインバータを駆動します。U 相の電流をキャプチャします。

- チャンネル 1: U 相のモーター電流
- チャンネル 3: U 相ローサイド IGBT の V_{ge}

- チャンネル 4:DC- を基準とする U 相のインバータ・スイッチ・ノード

図 36. モーター電流の波形



3.2.2.3 ゲート電流の波形

このセクションは、ソース / シンク・ゲート電流の波形をキャプチャしています。ソース電流の測定値は約 0.66A_{pk}、シンク電流の測定値は約 0.8A_{pk} です。

図 37 ~ 図 40 にインバータ・スイッチ・ノードのターンオン動作とターンオフ動作を示します。

- チャンネル 1:マイコン(MCU)からの PWM 出力
- チャンネル 2:ゲート電流(注:チャンネル 2 の波形はゲート抵抗の両端間の電圧を測定しているため、ボルト単位で表示しています。この電圧を電流に変換するには、目盛りを 30 で割ります)
- チャンネル 3:U 相ローサイド IGBT の V_{ge}
- チャンネル 4:DC- を基準とする U 相のインバータ・スイッチ・ノード

図 37. DC リンク 0V の状態でのゲート - ソース電流

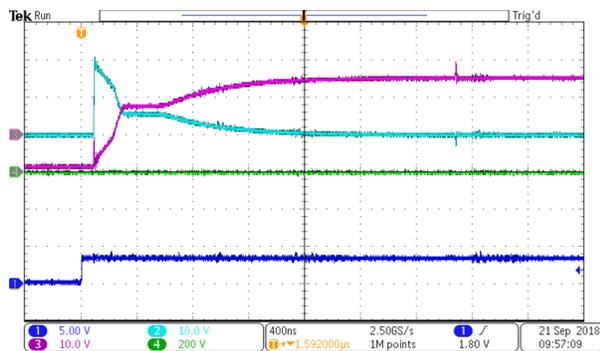


図 38. DC リンク 0V の状態でのゲート - シンク電流

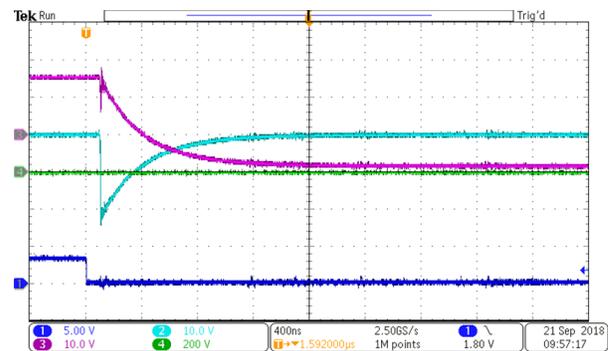


図 39. DC リンク電源 565V の状態でのゲート - ソース電流

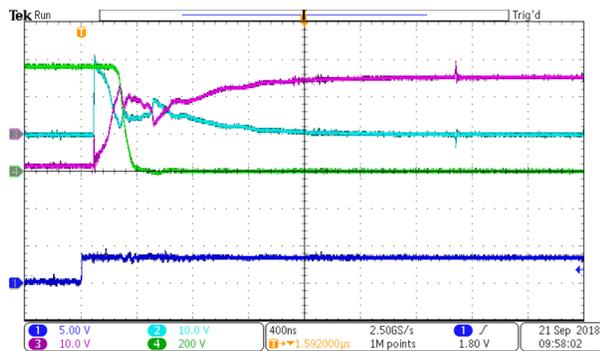
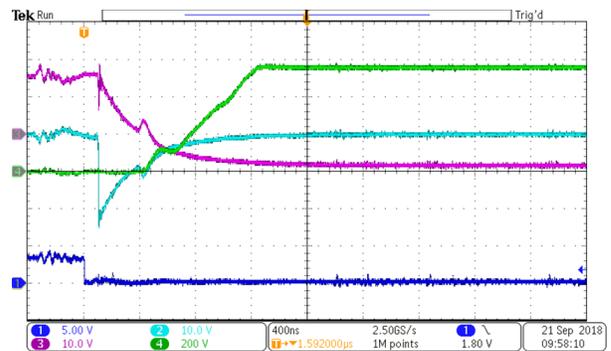


図 40. DC リンク電源 565V の状態でのゲート - シンク電流



3.2.2.4 パルス幅歪みの測定値

パルス幅歪みは、ゲート・ドライバの入力と出力の PWM パルス幅の差です。このデザインで、測定値(実測値)は約 20ns です。

- チャンネル 1:マイコン(MCU)からの PWM 出力
- チャンネル 2:ゲート・ドライバからの PWM 出力
- チャンネル 3:U 相ローサイド IGBT の Vge

図 41. 入力の PWM パルス幅

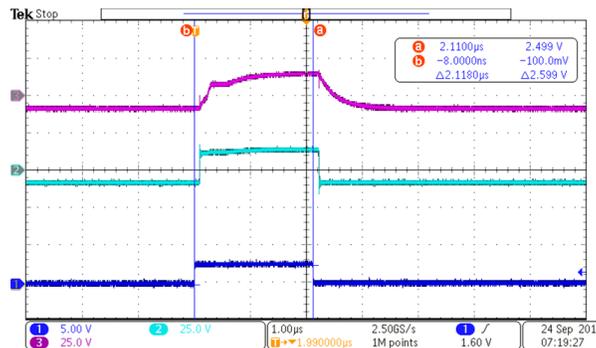
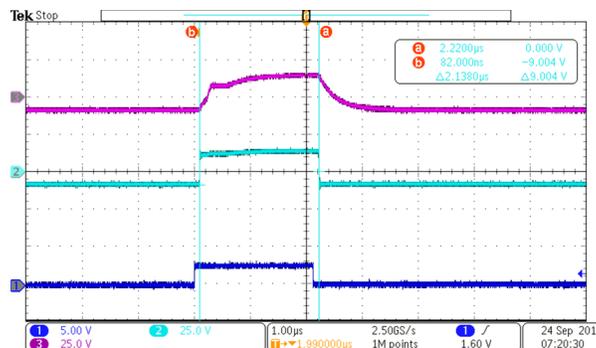


図 42. 出力の PWM パルス幅



3.2.2.5 最小パルス除去

最小パルス幅除去パラメータを活用して最小 PWM を決定し、マイコン(MCU)を使用してその PWM をインバータに印加することができます。

- チャンネル 1:マイコン(MCU)からの PWM 出力
- チャンネル 2:ゲート・ドライバからの PWM 出力
- チャンネル 3:U 相ローサイド IGBT の V_{ge}

図 43 に、ゲート・ドライバが出力に渡す PWM 入力を示します。図 44 に示すように、入力 PWM の幅が過度に狭くなった場合、ゲート・ドライバがそのようなパルスを除去します。図 45 は、この TI Design リファレンス・デザインで IGBT のゲート - エミッタ間電圧がその最終的な値に到達できるようにするには、入力 PWM のパルス幅を約 1.5 μ s にする必要があることを示しています。この時間は、ゲート回路の RC 時定数に比例します。

図 43. ゲート・ドライバが渡すパルス幅

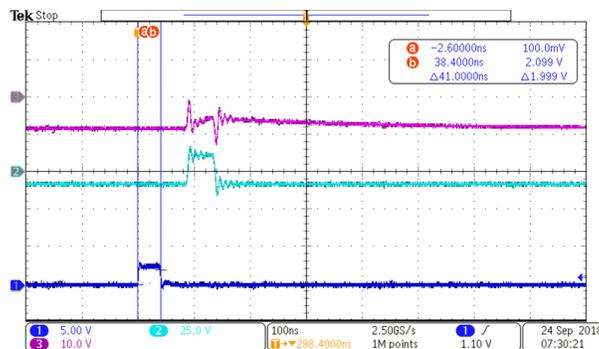


図 44. 除去されるパルス幅

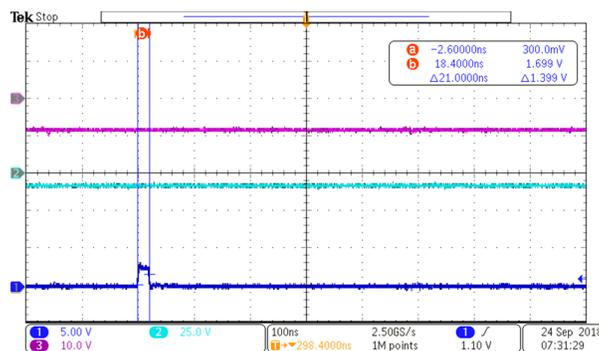
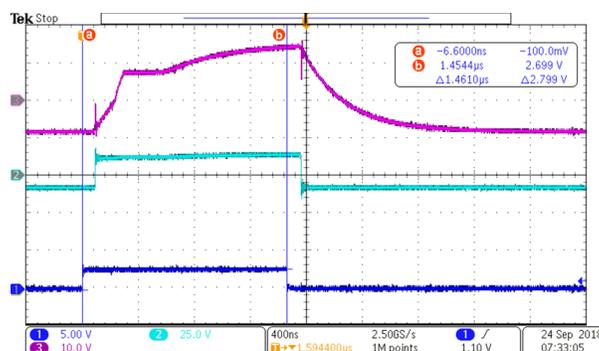


図 45. IGBT のゲートでの最小パルス幅



3.2.2.6 ゲート・ドライバの UVLO

IGBT の駆動不足状態が発生することを防止するために、ゲート・ドライバの V_{CC} ピンと Vee ピンの間に UVLO 機能を実装してあります。デバイス起動時に V_{CC} が $UVLO_R$ を下回っている場合や、起動後に $UVLO_F$ を下回った場合、入力順電流にかかわらず、電圧源の UVLO 機能は、影響を受ける出力を低電圧状態に維持します。

- チャンネル 1:マイコン(MCU)からの PWM 出力
- チャンネル 2:U 相ローサイド IGBT のゲート・ドライバ電源電圧 (V_{CC} -Vee)
- チャンネル 3:U 相ローサイド IGBT の V_{ge}

図 46 に 12.25V 印加時の立ち上がりエッジの UVLO、図 48 に 11.25V 印加時の立ち下がりエッジの UVLO を示します。

図 46. UVLO 立ち上がりエッジ

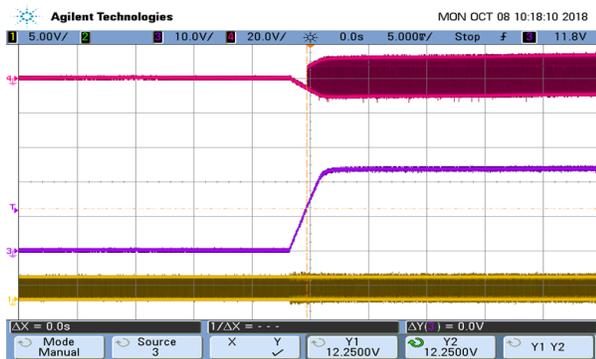


図 47. UVLO 立ち上がりエッジ(拡大)

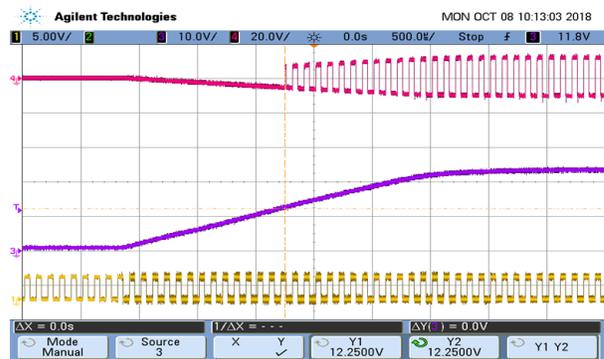
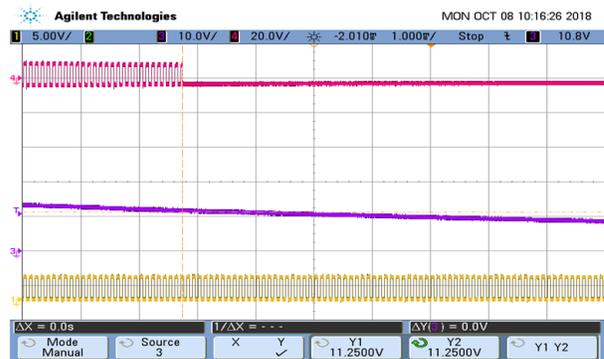


図 48. UVLO 立ち下がりエッジ



図 49. UVLO 立ち下がりエッジ(拡大)



3.2.2.7 ハイサイドとローサイドの各ゲート・ドライバのインターロック

2.3.3.1.3 に示すとおり、TIDA-010025 ボードでハイサイドとローサイドの各ゲート・ドライバをインターロックできます。この構成をテストするために、実装および未実装にする必要のある部品を回路図に示してあります。

インターロックをテストする場合、PWM 信号で意図的にフォールトを発生させ、マイコン(MCU)からのハイサイド PWM 信号とローサイド PWM 信号を重複させます。図 50 と図 51 に、両方の PWM 信号がハイになると、ゲート・ドライバの出力 PWM 信号がローになることを示します。

- チャンネル 1:マイコン(MCU)からローサイド IGBT への PWM 信号
- チャンネル 2:マイコン(MCU)からハイサイド IGBT への PWM 信号
- チャンネル 3:ローサイド IGBT の V_{ge}

- チャンネル 4: ハイサイド IGBT の V_{ge}

図 50. ハイサイドとローサイドの各ゲート・ドライバのインターロック

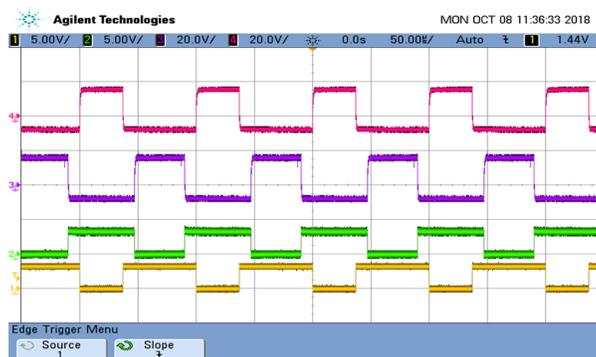
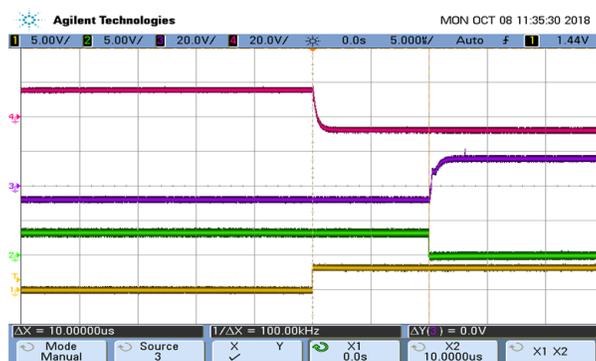


図 51. ハイサイドとローサイドの各ゲート・ドライバのインターロック(拡大)



4 デザイン・ファイル

4.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010025](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.2 部品表 (BOM)

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010025](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

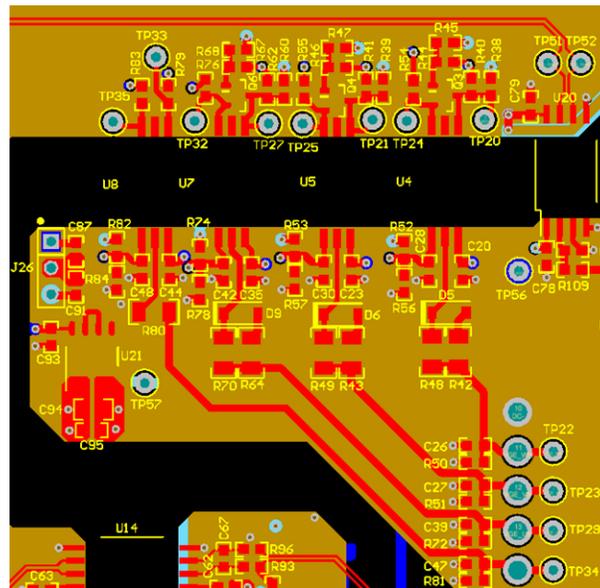
4.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

4.3.1 UCC23513

レイアウトの指針は、デバイス U7 に関するものです。他のすべてのゲート・ドライバにも、類似の指針を適用します。

- ゲート駆動電源のバイパス・コンデンサ C42 と C35 をデバイスの電源ピンの近くに配置します。
- IGBT のゲートのターンオン / ターンオフ・ループ領域を最小限に抑えます。ゲートのパターンを太くして、パターンの寄生インダクタンスを低減します。
- R62 と R76 は ediode (ダイオード・エミュレーション) の電流制限抵抗であり、デバイスの近くに配置する必要があります。

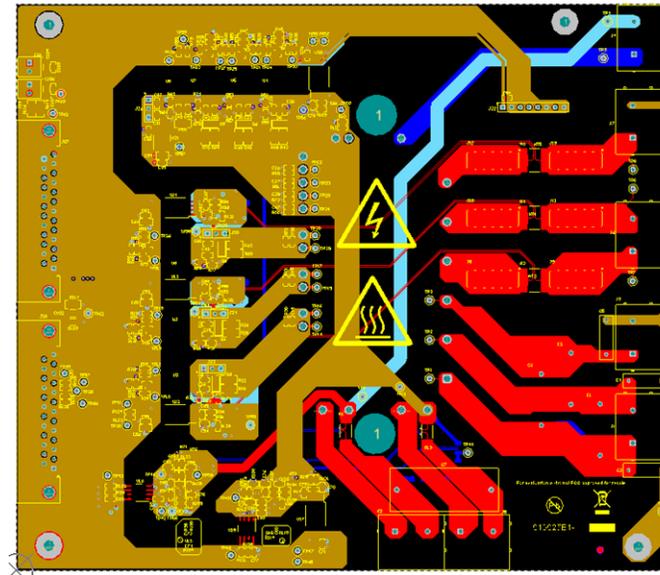
図 52. UCC23513 のレイアウト



4.3.2 高電圧回路相互間の沿面距離と空間距離

コントローラ側とインバータ側を互いに強化絶縁してあることに注意してください。プレーン間の沿面距離と空間距離は、絶縁バリアを挟んで最低 8mm を維持してあります。強化絶縁型デバイスである UCC23513、AMC1300B、AMC1311 は、絶縁バリアをまたぐ形で配置し、高電圧側と低電圧側の信号のインターフェイスを実現してあります。

図 53. 沿面距離と空間距離



4.3.3 レイアウトのプリント

レイヤのプロットをダウンロードするには、[TIDA-010025](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.4 Altium プロジェクト

Altium Designer®プロジェクト・ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010025](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.5 ガーバー・ファイル

ガーバー・ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010025](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.6 アセンブリの図面

アセンブリの図面をダウンロードするには、[TIDA-010025](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

5 関連資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『ワイド入力電圧範囲の絶縁型 IGBT ゲート駆動 Fly-Buck 電源、3 相インバータ向け』、[TIDA-00199](#)
2. テキサス・インスツルメンツ、『スイッチ内蔵 PSR フライバック・コントローラ搭載、絶縁型 IGBT ゲート・ドライブ電源』、[TIDA-010006](#)

5.1 商標

C2000, LaunchPad, E2E, NexFET, WEBENCH are trademarks of Texas Instruments.
Altium Designer is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.
すべての商標および登録商標はそれぞれの所有者に帰属します。

改訂履歴

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

2018年11月発行のものから更新	Page
• 1,414V~1,500Vdc 変更	1
• 1,414V~1,500Vdc 変更	3

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ(データシートを含みます)、設計リソース(リファレンス・デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、

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

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

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

郵送先住所 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022, Texas Instruments Incorporated