

TI Designs: TIDA-01456

200~480V AC の産業用ドライブ向けの小型、非絶縁、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、さまざまな周波数の AC インバータ・ドライブとサーボ・ドライブ向けの 3 相インバータ・サブシステムを実現します。このデザインは、マイコンのグラウンドとインバータのグラウンドを絶縁していないドライブ・アーキテクチャに特に適しています。基本絶縁ゲート・ドライバ UCC5320S を使用してハイサイドのインバータ・スイッチを駆動し、小型でコンパクトな 6 ピンの UCC27531 ローサイド・ゲート・ドライバを使用してローサイド・スイッチを駆動します。強化絶縁を、UART 通信チャンネルに移動してあります。インバータのハーフ・ブリッジ・レグ内の電流センシングは、複数のシャント抵抗とデュアル・オペアンプ TLV9062 を使用して、2 つの相で実施します。このドライブ・アーキテクチャにより、強化絶縁チャンネルの数が減少し、コスト最適化された小型のソリューションを実現できます。このデザインを制御するのは、C2000™ マイコンです。

リソース

TIDA-01456	デザイン・フォルダ
UCC5320	プロダクト・フォルダ
UCC27531	プロダクト・フォルダ
TLV9062	プロダクト・フォルダ
TLV431	プロダクト・フォルダ
ISO7741	プロダクト・フォルダ
SN6501	プロダクト・フォルダ
TLV702	プロダクト・フォルダ
TLV6001	プロダクト・フォルダ
TL331	プロダクト・フォルダ
TMDSCNCD28379D	ツール・フォルダ



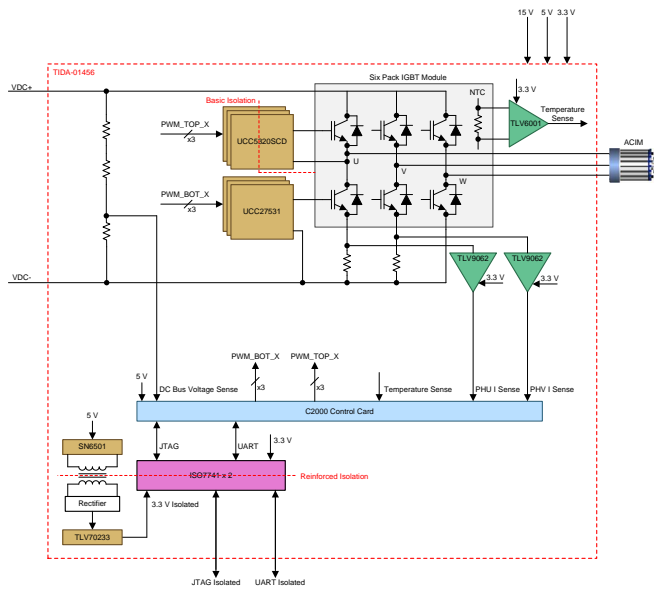
[E2E エキスパートに質問](#)

特長

- 最大 10A_{RMS} の連続電流定格を達成し、200~480V の AC 電源ドライブに適した、3 相インバータの出力段
- 以下の手法により、コスト最適化された小型ソリューション
 - 強化絶縁を出力段からプロセッサ間通信チャンネルに移動した結果、強化絶縁デバイスの数を 9 個から 1 個に低減
 - 小型のローサイド・ゲート・ドライバ (SOT23: 2.9mm x 1.6mm) と、基本絶縁型ハイサイド・ゲート・ドライバ (SOIC8: 4mm x 5mm) を使用
 - 単一 (15V) 電源レールから、ブートストラップ技法により、すべてのゲート・ドライバに電力を供給
 - 基本絶縁型ハイサイド・ゲート・ドライバを出力段に配置し、沿面距離を最小化
- ゲート・ドライバの伝播遅延が短い (75ns 未満) ので、デッドタイムの短縮、インバータの効率向上、歪みの減少を実現
- dV/dt の大きいターンオン時の寄生ミラー効果に対する耐性、負の入力電圧への対処能力、UVLO への耐性を強化したゲート・ドライバ採用による堅牢なソリューション
- デュアル・オペアンプを使用した、2 つのインバータ・レグを対象とするローサイドのシャント・ベース電流センシング
- 強化絶縁型 JTAG を使用したコントローラのデバッグと、UART による通信
- モジュールの内蔵 NTC を使用して、IGBT モジュールの温度測定が可能

アプリケーション

- [AC インバータと VF ドライブ](#)
- [サーボ CNC とロボット](#)



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

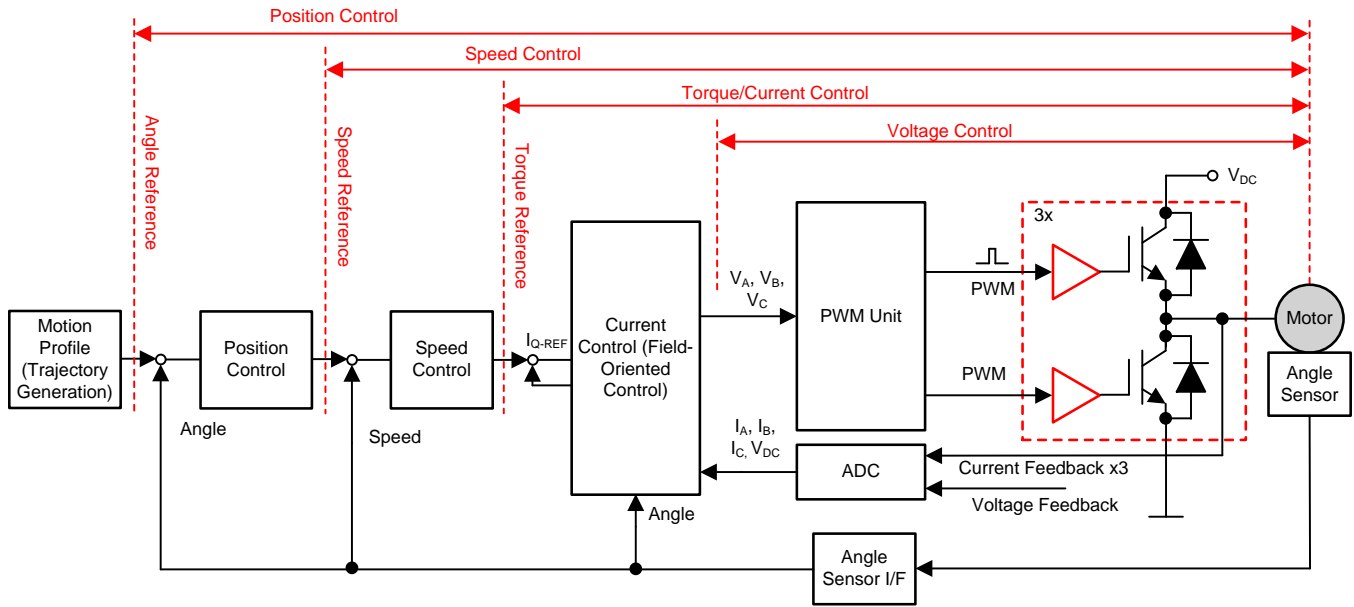


使用許可、知的財産、その他免責事項は、最終ページにあるIMPORTANT NOTICE (重要な注意事項)をご参照くださいますようお願いいたします。

1 システム概要

3相インバータの出力段は、ポンプ、コンプレッサ、ロボット、工作機械、CNC 工作機械のような産業用モーター駆動機器の基礎となるビルディング・ブロックです。インバータは、DC電圧を、可変周波数の電力用途可変 AC 出力に変換する方法で、AC モーターを駆動します。

図 1 に、汎用モーター制御ブロックを示します。最内制御ループは、モーターが印加するトルクを制御します。モーターが印加するトルクは、モーター電流に正比例します。この電流は、モーター相、インバータのハーフブリッジのレッグ、または DC リンクのいずれかでセンスできます。これらの利用可能な手法にはそれぞれ利点と欠点があるので、必要とするドライブ・アーキテクチャや制御性能に応じてセンシング・テクノロジーを選択します。次に、モーターに適用するインバータのデューティ・サイクルを変更する方法で、センス対象の電流を制御してループ電流の設定値に合わせます。電流ループは速度ループ内に存在します。モーターの速度は、モーター軸に装着するレゾルバやエンコーダのようなセンサで検出可能ですが、センサを使用せずに速度を計算することもできます。速度検出の選択もまた、ドライブの性能とアーキテクチャに依存します。速度ループは、電流制御ループに電流設定値を提供します。設定値は実際の速度と必要な速度との誤差の関数です。速度ループは位置制御ループ内に存在します。位置制御ループは、実際の位置と必要な位置の関数として表現できる、速度設定値を提供します。さらに外側の制御ループ、ヒューマン・マシン・インターフェイス、またはモーション・コントロール・プロファイルから、必要な位置設定値を取得できます。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 1. 汎用モーター制御ブロック

制御ブロックは、1つのコントローラ内に実装することも、複数のコントローラで共有することもできます。安全のため、出力段とユーザー・インターフェイスの間に強化絶縁が必要です。強化絶縁はコントローラと出力段の間に配置することができ、このような制御アーキテクチャを低温側制御と呼びます。または、トルク制御機能と電流制御機能を単一のモーター・コントローラ内に実装し、位置制御と速度制御、通信、ヒューマン・マシン・インターフェイスの各機能を別用途のコントローラ内に実装することも可能です。後者の場合、これら2つのコントローラの間に位置する通信チャンネルに強化絶縁を配置できます。後者のアーキテクチャでは、モーター電流コントローラ用のICがインバータとグラウンドを共有することになり、これを高温側制御と呼びます。

図 2 に、ドライブ内に実装した高温側制御アーキテクチャと低温側制御アーキテクチャを示します。低温側制御では、6 個のゲート・ドライバ、電流センサ、DC リンク電圧センシング機能で強化絶縁が必要になります。高温側制御では、安全性に関する絶縁を通信チャンネルに移動しているため、ハイサイド・ゲート・ドライバにのみ絶縁が必要です。この結果、小型の基本絶縁型ハイサイド・ゲート・ドライバを使用できます。ローサイド・スイッチとして小型で低コストの非絶縁型ゲート・ドライバを使用し、シャント抵抗とオペアンプを使用してインバータの各相レッグで電流センシングを、電圧分圧器を使用して DC リンク電圧センシングを、オペアンプを使用して温度センシングを実行します。強化絶縁チャンネル数を減らす方法で、コストの削減と出力段の小型化を実現できます。高温側制御アーキテクチャは、一般に 5kW 程度のローパワー・ドライブに適しています。これより電力の大きいドライブでは、グラウンド・バウンスが増大し始め、コントローラと出力段でグラウンドを共有する手法がより困難になります。

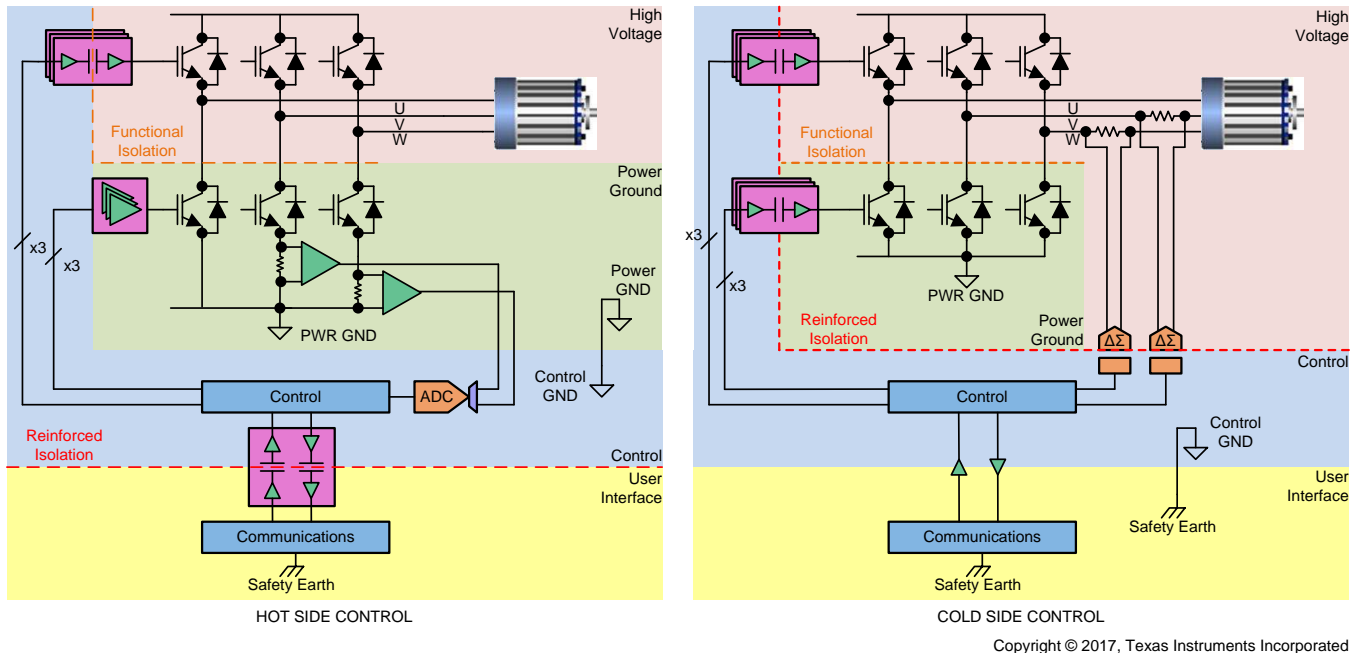


図 2. 高温側と低温側の各モーター制御アーキテクチャ

Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

このリファレンス・デザインは、TI の非絶縁型ローサイド・ゲート・ドライバ、基本絶縁型ハイサイド・ゲート・ドライバ、電流センシング用オペアンプを実装した、高温側制御アーキテクチャ採用の 3 相インバータの機能を示します。このリファレンス・デザインを使用して、実システムにおけるこのアーキテクチャの堅牢性を実証します。以下のテスト結果を示します。

- ゲート・ドライバの UVLO 機能
- PWM の伝搬遅延時間
- ハード・スイッチング条件とソフト・スイッチング条件でのゲートのソース / シンク電流、ゲート電圧、スイッチ・ノード電圧の波形
- ブートストラップ電源のリプル

1.1 主なシステム仕様

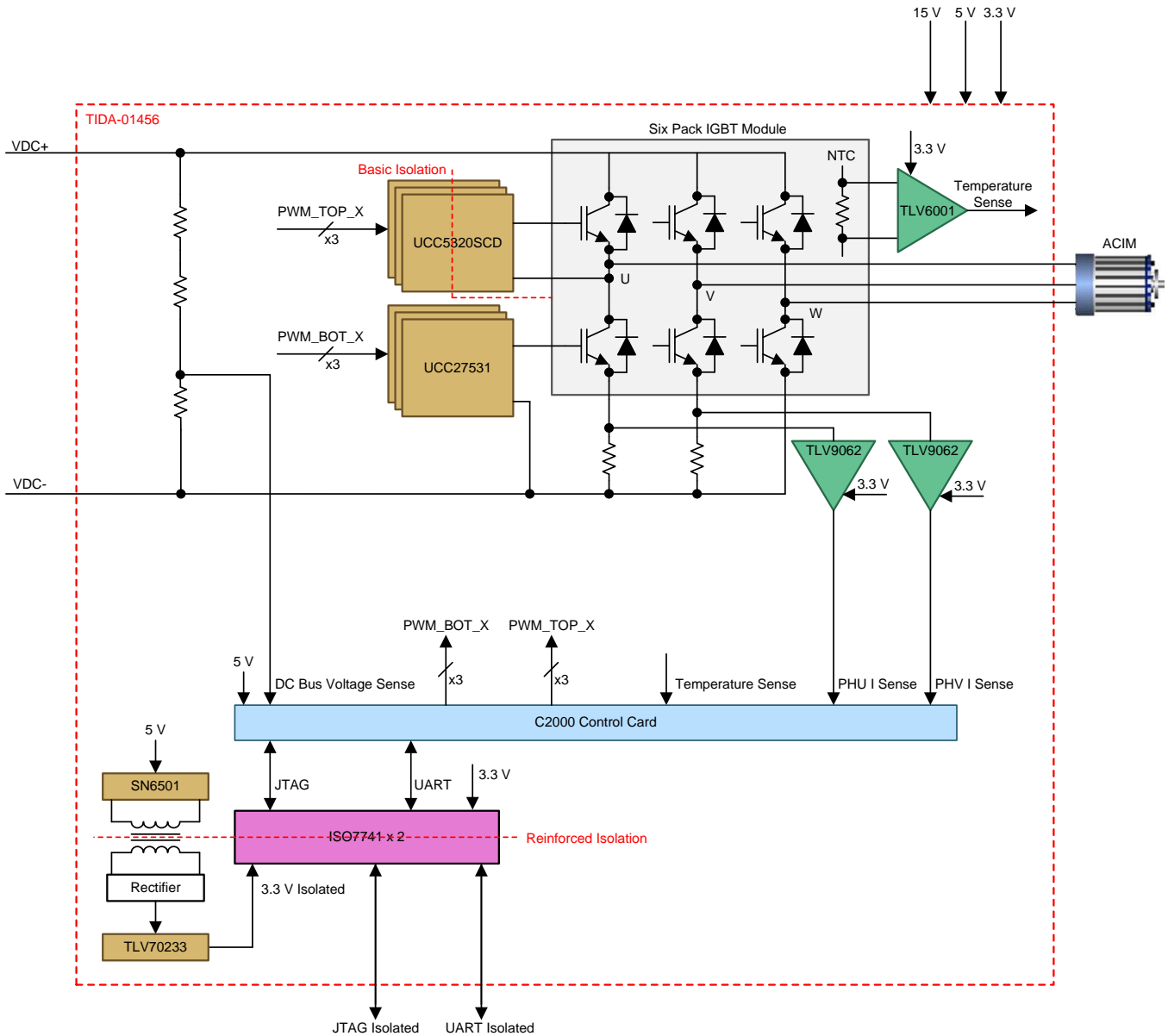
表 1. 主なシステム仕様

項目	パラメータ	仕様	備考	
インバータ	DC バス入力電圧	200~900V DC	—	
	定格連続出力電流	10A _{RMS}	—	
	出力周波数	0~100Hz	—	
	PWM スwitching周波数	4~16kHz	指定範囲でインバータをテスト	
	PWM デッドバンド	800ns	800ns のデッドバンドでインバータをテスト。ハイサイドとローサイドの各 IGBT スwitchの V _{GE} 信号が重ならない限り、デッドバンドを変更可能	
	使用するパワー・スイッチ	ローサイド・スイッチとして、NTC を内蔵したオープン・エミッタ構造の IGBT を 6 個パック(搭載)した 1200V、35A のインバータ・モジュールを使用	型番:SK35GD126ET	
電流センシング	測定範囲	20A _{PK}	4mΩ のシャント抵抗を、ゲイン 20.1 の差動アンプと組み合わせて使用	
帰還	測定変数	U 相と V 相のレッグ電流、モジュール温度、DC リンク電圧	モーター制御および保護には帰還が必要	
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	
	モジュール温度	過熱シャットダウン	ユーザーのソフトウェア実装	
	絶縁	強化絶縁	JTAG と UART の信号に強化絶縁型デジタル・アイソレータを使用、高温側と低温側の間の沿面距離 8mm	
動作条件	温度範囲	0°C~85°C	選定した部品は 85°C の産業温度範囲に対応	
インターフェイス・コネクタ	マイコン (MCU) インターフェイス	C2000 制御カード用 180 ピン・デュアルインライン・エッジ・コネクタ・ソケット	コネクタのピン配置については、回路図を参照	
	電源		15V、100mA	ハイサイド・ゲート・ドライバへの電力供給、およびハイサイド・ゲート・ドライバの 2 次側ブートストラップ電源生成用
			5V、500mA	C2000 制御カードと、SN6501 を使用したプッシュ・プル絶縁型電源への電力供給用
			3.3V、100mA	電流センス・アンプ、ハイサイド・ゲート・ドライバの 1 次側、NTC バッファ、高電圧 LED インジケータ・コンパレータ回路、デジタル・アイソレータの高温側、電流センス・アンプのレベル・シフト用基準発生器への電力供給用
	通信		絶縁型 JTAG	デバッグ・プローブ接続用キーを搭載した 14 ピン・ヘッダ
		絶縁型 UART	3 ピン・ヘッダ	
PCB 情報	PCB レイヤ構成	4 層、2 オンスの銅箔	35μm の銅箔	
	ラミネート	FR4、高耐熱 (high Tg)	—	
	PCB 厚さ	1.6mm	—	
	PCB サイズ	95mm x 110mm	—	

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 3 に、このリファレンス・デザイン・システムのシステム・ブロック図を示します。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 3. TIDA-01456 ブロック図

6 個の素子をパック(搭載)した IGBT パワー・モジュールを使用して、インバータ部を実装しています。このパワー・モジュールは、3 個のハーフブリッジで構成されています。各ローサイド IGBT のエミッタは、モジュール内で開放状態になっており(オープン・エミッタ)、ピンに接続されています。この結果、各相のレッグにシャント抵抗を追加して、ローサイド電流センシングを実現することができます。各ローサイド IGBT を制御するのは、ローサイド・ゲート・ドライバ UCC27531 です。UCC27531 は 6 ピン SOT-23 パッケージで供給されているので、ソリューションの小型化が可能です。ハイサイド・ゲート・ドライバとして、SOIC8 パッケージの基本絶縁型 UCC5320S を使用します。6 つの PWM 信号をコントローラからこのゲート・ドライバに送信します。端子台経由で基板に DC リンク電圧を印加します。印加可能な最大 DC リンク電圧は 900V です。モーターは端子台経由でインバータに接続します。

コントローラのグラウンドはインバータと共通なので、ローサイド電流センシングは各相のレッグにあるシャント抵抗と非絶縁型オペアンプを使用して実行します。このリファレンス・デザインでは、コスト最適化デュアル・オペアンプ TLV9062 を差動アンプ構成で使用します。このオペアンプは 3.3V 単一電源を使用します。双方向電流センシングを実行する場合、シャント電圧のレベル・シフトを実施するためのリファレンス電圧が必要です。TLV431 を使用して、3.3V 電源から 1.65V のリファレンス電圧を生成し、差動アンプに供給します。

インバータの出力段は、DC バスの低電圧や過電圧、IGBT モジュールの過熱から保護される設計になっています。DC リンク電圧は、高インピーダンスの抵抗デバイダを使用してセンスします。スケール化した電圧を、コントローラの内蔵 ADC に直接供給します。モジュールの温度を監視するために、モジュールは NTC(負の温度係数)サーミスタを内蔵しています。この NTC サーミスタと外付け抵抗を使用して、電圧デバイダを実装します。NTC の両端間での電圧降下を、コスト効果の高い単一オペアンプ TLV6001 でバッファして、コントローラの内蔵 ADC を駆動します。コントローラに実装するソフトウェアを使用して、この電圧降下から実際の温度を導きます。

PCB 基板の強化絶縁は、通信チャンネルに配置してあります。基板の通信インターフェイスとして、JTAG と UART を採用しています。JTAG 信号はコントローラのデバッグに使用し、UART 信号は外部シリアル・インターフェイスとの通信に使用しています。JTAG 信号と UART 信号は、2 個の ISO7741 デジタル・アイソレータを使用して電気的に強化絶縁した後、基板から外部に接続します。

TIDA-01456 PCB は、DC リンク電圧以外に、3 つの付加的な外部電源を必要とします。ローサイドとハイサイドのゲート・ドライバは、15V を必要とします。ハイサイド・ゲート・ドライバの 2 次側は、ローサイド電源のブートストラップからの電力供給を受け入れます。C2000 制御カードは 5V、ハイサイド・ゲート・ドライバの 1 次側、電流 / 温度センシング・オペアンプ、デジタル・アイソレータの高温側は 3.3V を必要とします。アイソレータの 2 次側は、強化絶縁型電源を必要とします。この電源は、SN6501 プッシュ・プル・トランス・ドライバ、強化絶縁型センター・タップ・トランス、絶縁側に取り付けられた整流ダイオードを使用して生成します。SN6501 は 5V を絶縁型中電圧レールに変換します。TLV70233 LDO は、中電圧レールを、アイソレータの低温側に供給する 3.3V に変換します。

2.2 主な使用製品

2.2.1 UCC5320S

UCC5320S は、8 ピン SOIC パッケージで供給される小型のシングル・チャンネル基本絶縁型ゲート・ドライバです。このパッケージの沿面距離および空間距離は 4mm で、最大 $3kV_{RMS}$ の絶縁電圧に対応します。このドライバは、最小定格ソース電流 2.4A、最小定格シンク電流 2.2A というスプリット出力に対応しているので、IGBT スイッチの立ち上がり時間と立ち下がり時間を個別に制御できます。ゲート・ドライブ電源に異常が発生した場合には、11V の UVLO 機能により、IGBT がリニア動作領域で動作する事態を防止できます。

フォトカプラに比べて、UCC5320S は部品間のスキューが小さく、伝搬遅延時間が短く、動作温度が高く、CMTI が高いという特長があります。伝搬遅延時間が短いので、デッドタイムを短縮でき、高い温度範囲に対応し、CMTI も大きいことから、より堅牢なゲート・ドライブを実現しています。

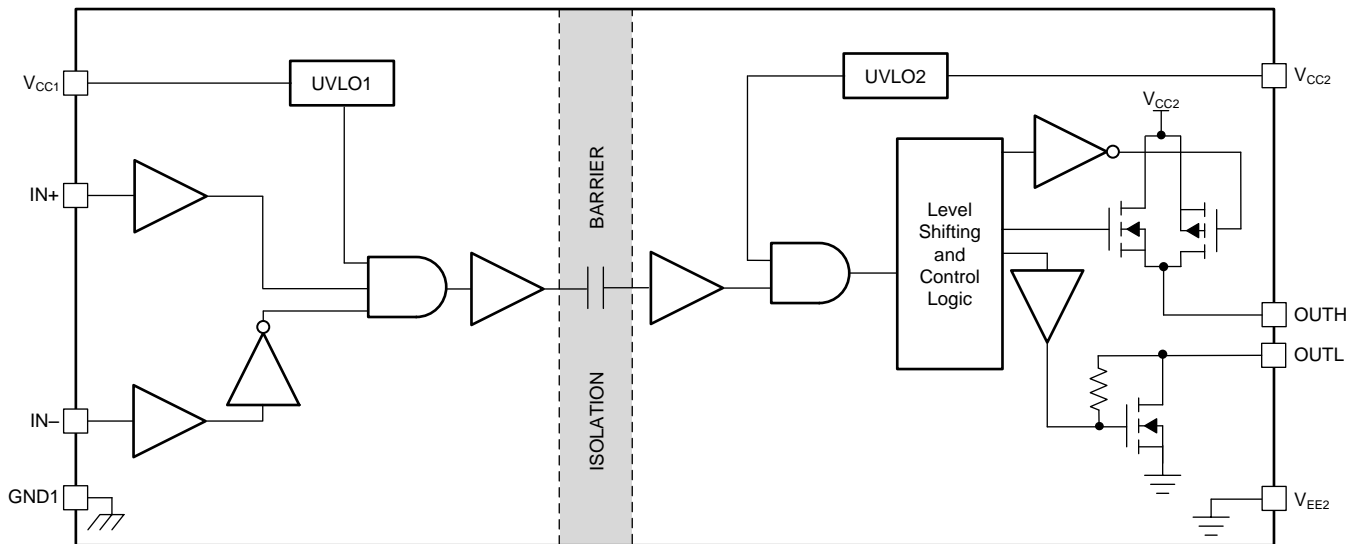


図 4. UCC5320S の機能ブロック図

2.2.2 UCC27531

UCC27531 はシングル・チャネルの高速ゲート・ドライバであり、スプリット出力により最大 2.5A のソース電流と最大 5A のシンク電流に対応します。スプリット出力と強力な非対称ドライブにより、ターンオン時の寄生ミラー効果に対する耐性が向上し、グラウンド・デバウンスを低減することができます。伝搬遅延時間が極めて短い(代表値 17ns)ので、デッドタイムを短縮でき、小型の 6 ピン SOT-23 パッケージにより低コストで小型のシステムを実現できます。

ディスクリート・トランジスタ・ペアに比べて、UCC27531 はコントローラとのインターフェイスが容易であり、部品点数を削減できるほか、ゲート・ドライブ電源の UVLO 検出のような機能も内蔵しています。

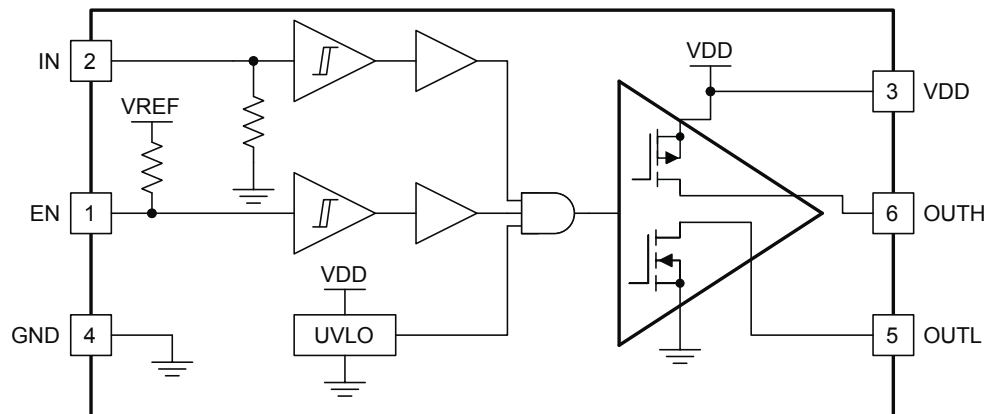
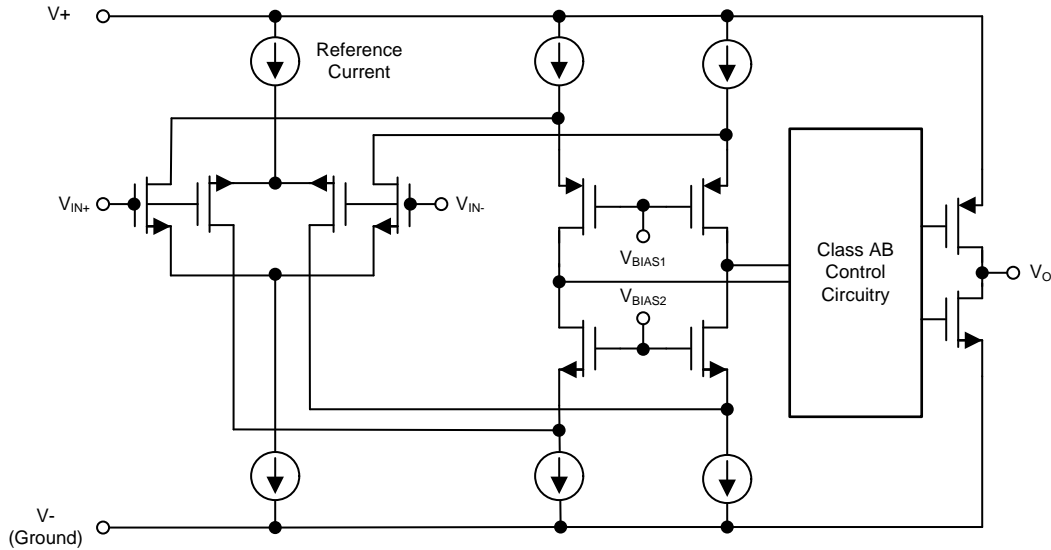


図 5. UCC27531 の機能ブロック図

2.2.3 TLV9062

TLV9062 は、レール・ツー・レールの入出力スイング能力を達成した、コスト効果の優れたデュアル低電圧オペアンプです。ユニティ・ゲイン帯域幅積は 10MHz、出力スルーレートは 6.5V/μs です。RFI と EMI の除去フィルタをデバイスに内蔵しています。このような特長のある TLV9062 は、インバータのハーフ・ブリッジ相のレグにおけるローサイド電流のセンシングに最適です。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 6. TLV9062 の機能ブロック図

2.2.4 TLV431

TLV431は低電圧、3端子型、可変基準電圧を特長とし、産業温度範囲で規定された温度安定性を備えています。出力電圧は、2 個の外付け抵抗を使用して、 V_{REF} (1.24V) ~6V の範囲にある任意の値に設定できます。動作カソード電流が 80μA (代表値) という小さい値で、アクティブ出力回路と高精度の出力電圧レギュレーション機能を搭載しているので、低電圧ツェナー・ダイオードの代替に最適です。このリファレンス・デザインでは、TLV431 を使用して電流センス・アンプ出力をレベル・シフトする目的で 1.65V のリファレンス電圧を供給します。

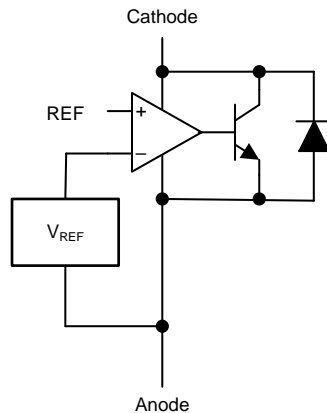
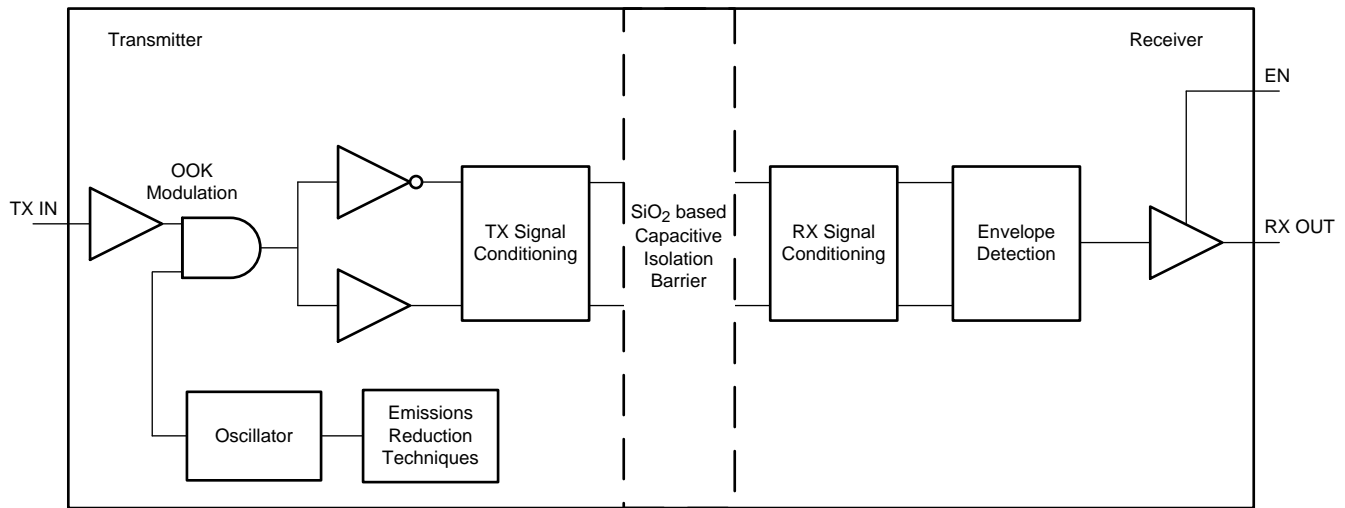


図 7. TLV431 の機能ブロック図

2.2.5 ISO7741

ISO7741 は、UL 1577 に準拠した、定格絶縁電圧 5000V_{RMS} (DW パッケージ) の高性能 4 チャンネル・デジタル・アイソレータであり、VDE、CSA、TUV、CQC に準拠した強化絶縁型でもあります。革新的なチップ設計とレイアウト技法により、ISO7741 デバイスの電磁適合性 (EMC) を大幅に改善しており、ESD、EFT、サージ、放射の各規格への準拠をシステム・レベルで容易に達成できます。この結果、堅牢なデジタル絶縁を実現しています。このリファレンス・デザインでは、マイコンからの JTAG 信号と UART 信号を電氣的に絶縁するために、高温側に配置した ISO7741 を使用しています。

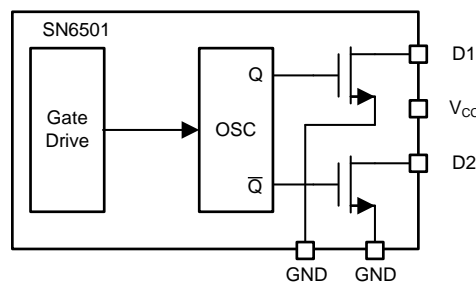


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

図 8. ISO7741 の 1 個のチャンネルに関する機能ブロック図

2.2.6 SN6501

SN6501 は、小型の 5 ピン SOT-23 パッケージに封止したプッシュプル・トランス・ドライバです。発振器とパワー・ドライバを統合したモノリシック・デバイスであり、特に絶縁型インターフェイス・アプリケーションで使用する小型フォーム・ファクタの絶縁型電源向けに設計してあります。このリファレンス・デザインでは、強化絶縁型センター・タップ付きトランスとともに、電氣的に絶縁した UART 信号と JTAG 信号を伝達するための絶縁型 3.3V 電源を生成します。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 9. SN6501 の機能ブロック図

2.2.7 TLV702

TLV702 シリーズの低ドロップアウト・リニア・レギュレータは、静止電流が小さく、ライン過渡応答性能に優れています。どのバージョンの製品も、安全のためにサーマル・シャットダウン機能と電流制限機能を搭載しています。このデバイスは、わずか $0.1\mu\text{F}$ の実効出力容量を実装すると安定します。この結果、高いバイアス電圧と温度ディレーティングに対応する、コスト効率の優れたコンデンサを使用できます。このデバイスの 3.3V 出力版を使用して、デジタル・アイソレータの低温側に電力を供給します。このアイソレータは、JTAG 信号と UART 信号を電気的に絶縁します。

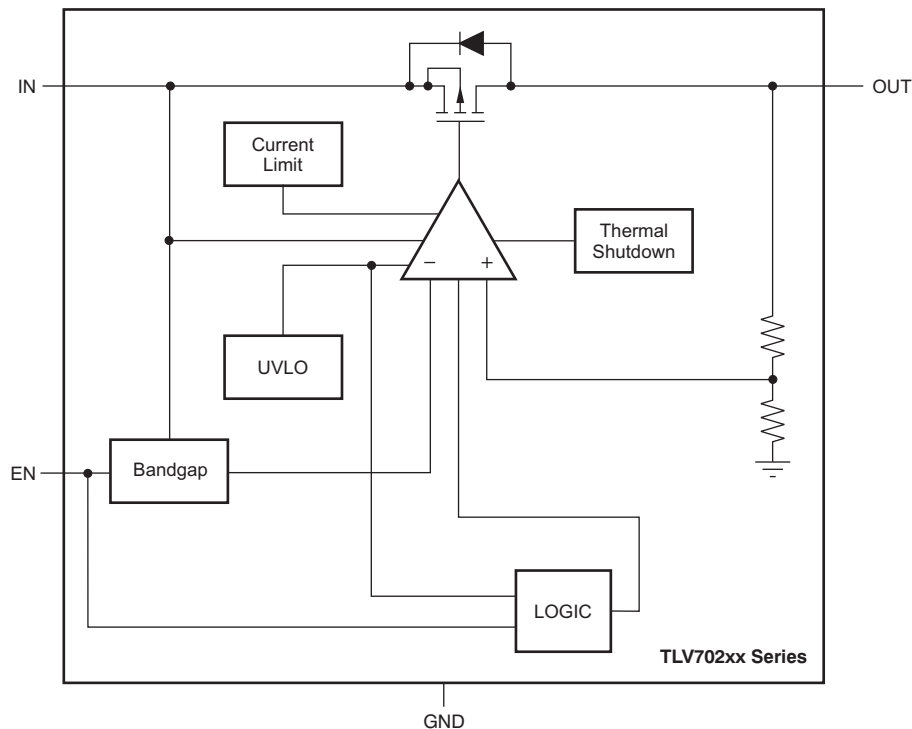
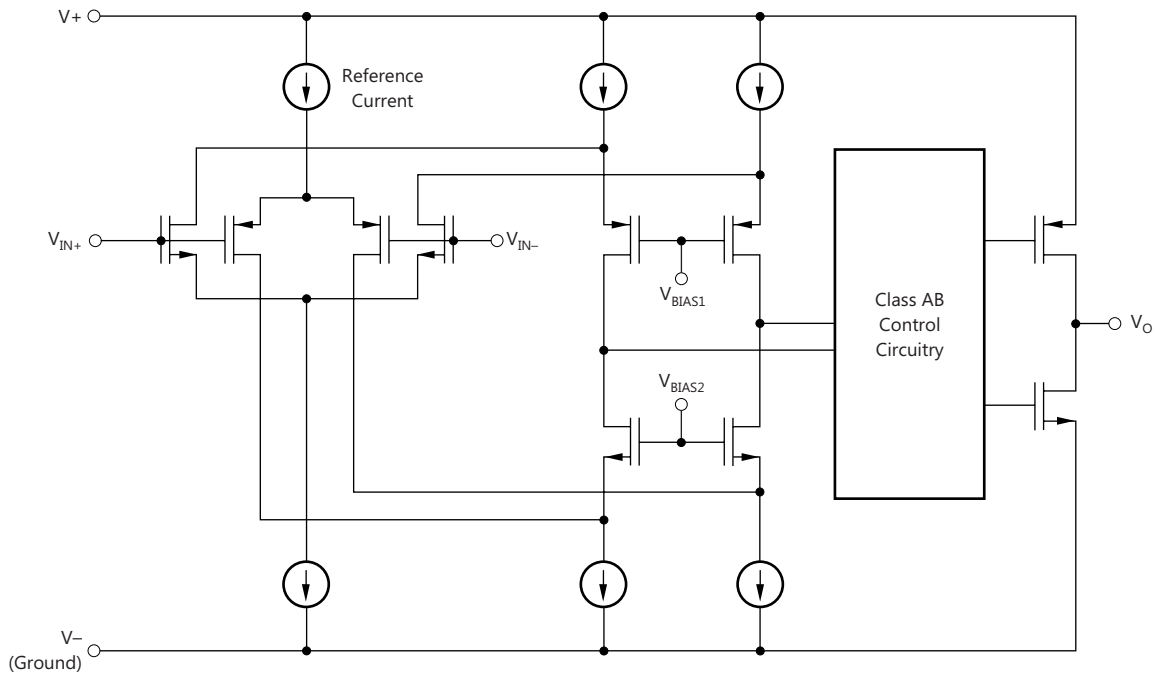


図 10. TLV702 の機能ブロック図

2.2.8 TLV6001

TLV6001 は、レール・ツー・レールの入出力スイングを達成する、低静止電流(代表値 $75\mu\text{A}$)、広帯域 (1MHz)、低ノイズのシングル・チャンネル・オペアンプです。このデバイスは RF フィルタと EMI フィルタを内蔵しており、最大 150pF の容量性負荷に対してユニティ・ゲインの安定性を達成します。特に低コストを意識して設計してあります。このリファレンス・デザインでは、電圧フォロワ構成で TLV6001 を使用し、IGBT モジュールの内蔵 NTC からマイコンへの出力をバッファします。

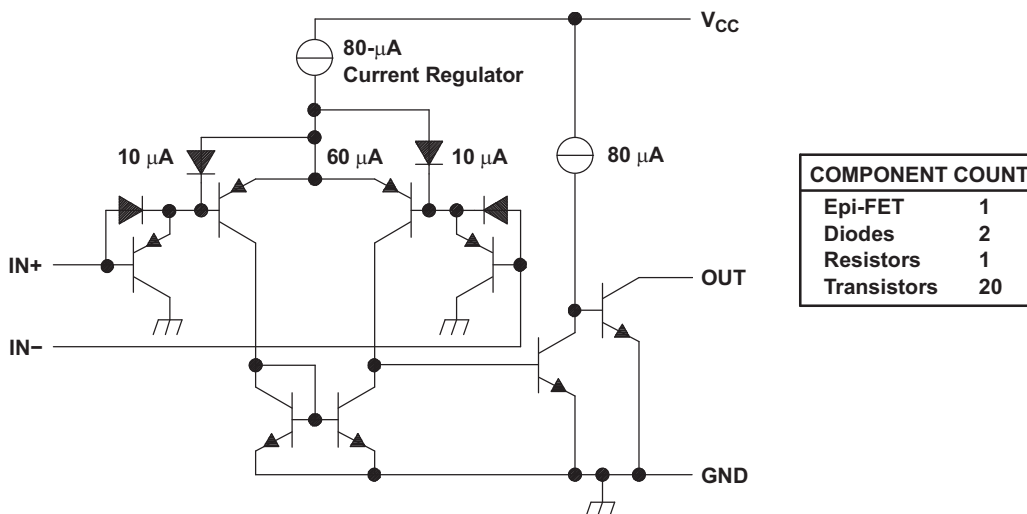


Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 11. TLV6001 の機能ブロック図

2.2.9 TL331

TL331 は、広い電圧範囲にわたって単一電源で動作するように設計したシングル電圧コンパレータです。電流ドレインは電源電圧から独立しており、コンパレータの出力はオープン・コレクタ形式です。このリファレンス・デザインでは、TL331 を使用して LED を駆動し、DC バスへの印加電圧が 50V を上回っているかどうかを示します。



表記の電流値は公称値です。

図 12. TL331 の機能ブロック図

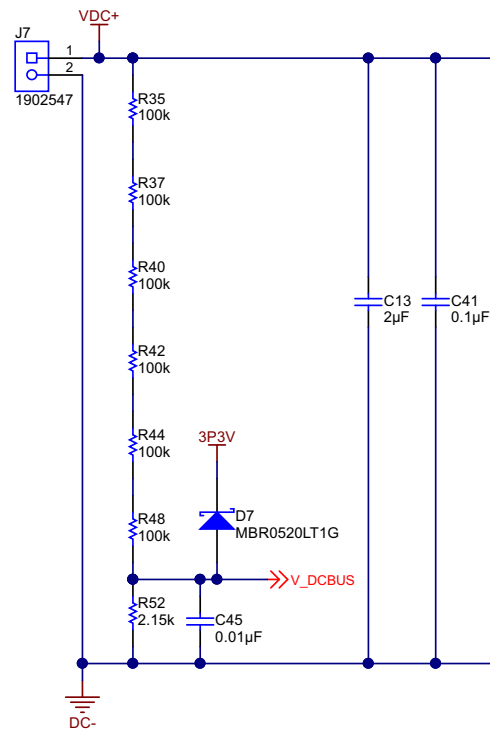
2.3 システム設計理論

2.3.1 DC バス電圧入力

表 2 に示すように、このリファレンス・デザインは最大 900V DC の DC バス電圧で動作するように設計されており、グリッド入力電圧 480V AC までの大半の低電圧ドライブに対応します。

表 2. さまざまなグリッド電圧に対応する最大 DC バス電圧

3 相グリッド電圧	最大 DC リンク電圧	IGBT ブロッキング電圧
208, 220, 230, 240V AC	400V DC	600 または 650V _{PK}
380, 400, 415, 480V AC	900V DC	1200V _{PK}
690V AC	1200V DC	1700V _{PK}



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 13. DC バス入力

DC バス電圧はコネクタ J7 に印加されます。PCB 上にバルク・コンデンサを配置していないので、外部にこのようなコンデンサを接続する必要があります。または、電流を制限した高電圧 DC 電源を使用する必要があります。2µF、1,100V のフィルム・コンデンサ 1 個を IGBT DC バス入力の近くに配置し、0.1µF、1,000V のセラミック・コンデンサ 1 個を並列接続します。これら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。この結果、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。

2.3.1.1 DC バス電圧のセンシング

R35、R37、R40、R42、R44、R48、R52 からなる抵抗ネットワークは、高インピーダンスの抵抗デバイダを形成します。減衰した電圧を、コントローラの内蔵 ADC に供給します。この電圧を使用して、DC バスの低電圧保護と過電圧保護を実施します。また、モーターに印加する出力電圧の推定にも使用します。

$$V_{DCBUS} = (VDC+) \times \left(\frac{R52}{R52 + R35 + R37 + R40 + R42 + R44 + R48} \right) = 0.00357 (VDC+) \quad (1)$$

0~900V DC の範囲を 0~3.213V の範囲に変換します。各抵抗の両端間での最大電圧は 150V(900V DC 時)です。抵抗デバイダの最大消費電力は 1.345W(900V DC 時)です。抵抗当たりの最大消費電力は 0.224W です。したがって、抵抗デバイダ・ネットワークを形成するために、定格 200V、0.25W、1206 パッケージの各種抵抗を選定します。

抵抗 R52 に障害が発生してこの抵抗が開路になると、コントローラに高電圧が接続される可能性があります。このような状況に対処するために、電圧を3.3Vにクランプする D7 を採用しています。ローパス・フィルタを形成するために、0.01μF のセラミック・コンデンサを使用しています。

2.3.1.2 DC バスへの電圧印加による LED 表示

DC バスへの入力接続解除になった場合、前述のフィルム・コンデンサは蓄積した電荷を保持しており、リークエージ作用により時間の経過とともに徐々に放電します。この結果、入力を接続解除した状況でも、基板に触れると感電するおそれがあります。このリファレンス・デザインでは、DC バスに電圧が印加されていることを表示するために、オープン・コレクタ出力構造のコンパレータ TL331 を使用しています。このコンパレータは LED を駆動し、DC バス電圧が 50V DC を上回るとすぐに LED が点灯します。50V DC の場合、閾値は $50 \times 0.00357 = 0.1785V$ になります。この値を設定するために、デバイダ・ネットワーク R56 と R39 を使用しています。

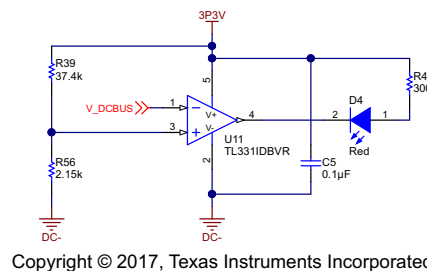
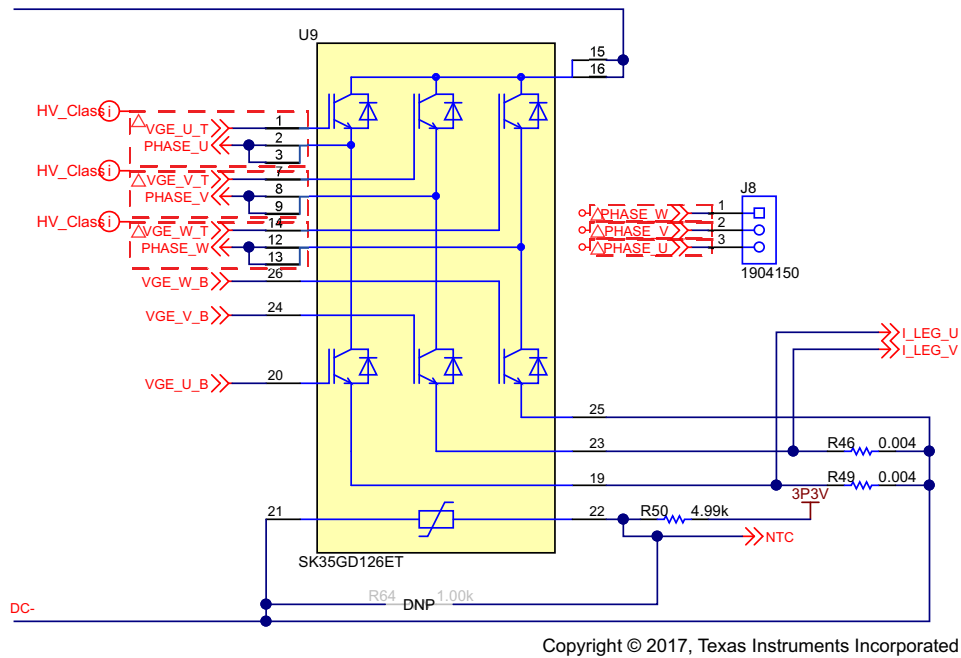


図 14. DC バスへの電圧印加による LED 表示

2.3.2 インバータの IGBT モジュールの選定

インバータ段は、DC バス入力電圧を可変周波数の AC 電圧に変換して、モーターを駆動します。このインバータは、IGBT を 6 個パック (搭載) したインバータ・モジュールと複数のゲート・ドライバで構成されています。このリファレンス・デザインの定格出力電流は 10A_{RMS} (公称値) であり、最大 480V AC のグリッド電圧からの電力供給を受け入れることができます。表 2 は、最大 480V AC のグリッド電圧からの電力供給を受け入れるドライブで、ブロッキング電圧範囲 1200V_{PK} の IGBT モジュールが必要であることを示しています。

インバータとして、1200V 対応の Semikron IGBT モジュール SK35GD126ET を選定しています。このモジュールは、ケース温度 80°C 時の最大定格コレクタ電流が 32A、定格逆ダイオード電流が 23A となっています。また、モジュール温度測定用に NTC も内蔵しています。ローサイド IGBT のエミッタ端子はすべて開放状態になっており、外部からアクセス可能です。この結果、エミッタと DC- の間にシャント抵抗を挿入し、位相ハーフ・ブリッジのローサイド電流センシングを実行することができます。

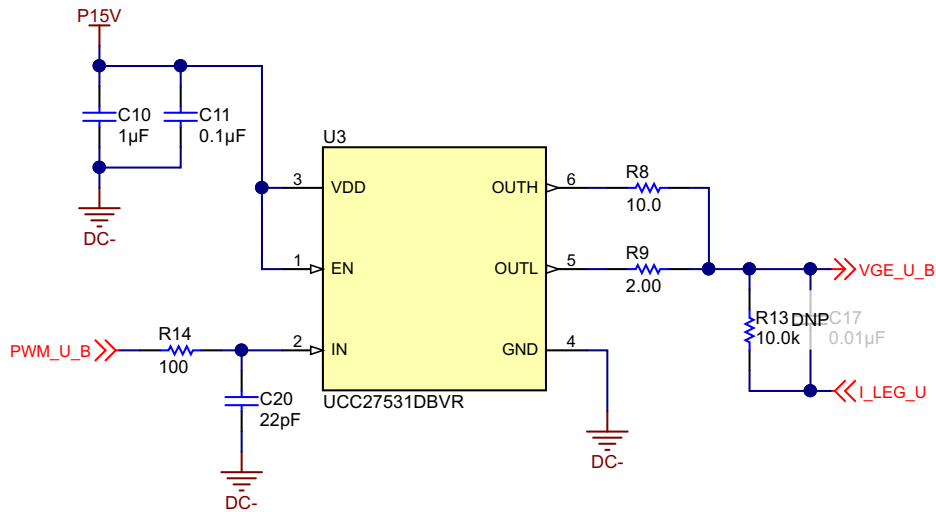


Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 15.3 相インバータ段

2.3.3 ローサイド IGBT ゲート・ドライバ

注: このセクションでは、1つの相の IGBT ゲート・ドライバについて説明します。ほか2つの相のゲート・ドライバも同様です。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 16. 2次側ゲート・ドライバU相

このリファレンス・デザインでは、コントローラは高温側に配置されるため、インバータとグラウンドを共有します。このため絶縁なしで2次側IGBTゲートを駆動することが可能になり、低コストで小型の非絶縁型2次側ゲート・ドライバを使用できます。このリファレンス・デザインでは、6ピンの SOT23 パッケージで供給される UCC27531 を使用します。UCC27531 の VDD 電圧範囲は 10~35V なので、ターンオンに 15V のゲート電圧を要する IGBT と組み合わせで使用することができます。

2.3.3.1 ゲート・ドライバ電源

UCC27531 は単一電源電圧で動作し、ゲート・ドライバの内部回路へのバイアス印加とドライブ出力段の両方に対応します。このリファレンス・デザインでは、このデバイスに 15V 電源電圧を供給します。1 μ F のバルク・コンデンサ C10 を、このゲート・ドライバの VDD ピンに配置します。このコンデンサは、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を最小限に抑え、スイッチングを高速化することができます。また、0.1 μ F のノイズ・デカップリング・コンデンサ C11 も使用して、電源入力をフィルタ処理します。

2.3.3.2 PWM 入力

ゲート・ドライバに PWM 入力を供給するのは、コントローラの PWM 出力ペリフェラルです。この信号はシングルエンドで、R14 と C20 からなる RC ローパス・フィルタでフィルタ処理した後、ゲート・ドライバの入力に接続します。このフィルタは高周波ノイズを減衰し、コントローラからゲート・ドライバまでの比較的長い配線に起因する PWM 入力のオーバーシュートやアンダーシュートを防止することができます。PCB のレイアウトを設計する際、グラウンド・バウンスの発生を防ぐために、入力 PWM 信号の帰路が IGBT インバータの DC- 電流パスと交差しないように注意する必要があります。

2.3.3.3 ゲート・ドライブのイネーブル

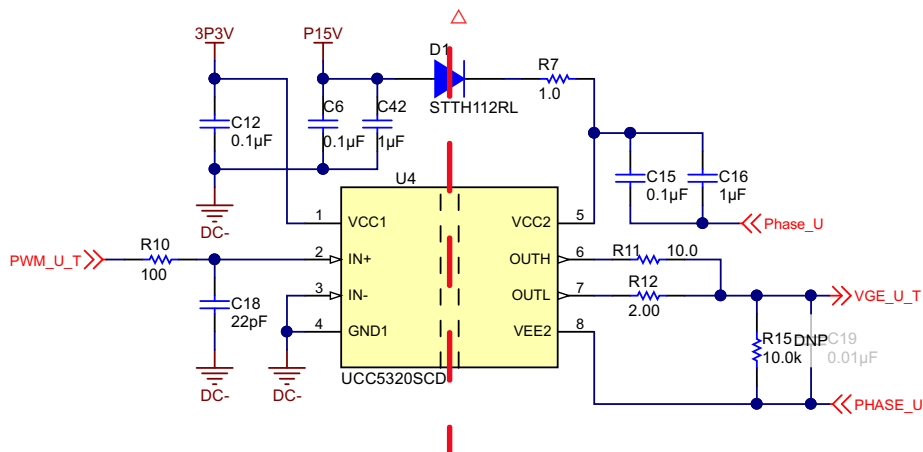
このリファレンス・デザインでは、ゲート・ドライバの EN ピンを VDD ピンにハードワイヤ接続しています。この結果、VDD 電圧が UVLO 閾値を上回っている限り、ゲート・ドライバは常時イネーブルになります。

2.3.3.4 ゲート・ドライバの出力段

UCC27531 はスプリット出力を搭載しているため、IGBT のターンオン立ち上がり時間とターンオフ立ち下がり時間を個別に制御できます。IGBT のターンオンを制御するために、10 Ω のゲート抵抗 R8 を使用しています。2 Ω の IGBT ターンオフ抵抗 R9 により、強力なターンオフを実現し、ターンオフ損失を低減することができます。ターンオフ抵抗の値が小さいので、寄生ターンオンに起因するミラー効果に対するゲート・ドライブ回路の耐性も向上します。10k Ω の抵抗 R13 は、IGBT モジュールに近接した場所に配置し、IGBT のゲート端子とエミッタ端子の間を接続します。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 ハイサイド IGBT ゲート・ドライバ

このリファレンス・デザインは、コントローラを高温側に配置し、安全のための強化絶縁を通信リンクに配置しています。その結果、沿面距離と空間距離で 4mm を確保した SOIC 8 パッケージに封止した基本絶縁型 UCC5320SD ゲート・ドライバを使用できます。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 17. ハイサイド・ゲート・ドライバの U 相

2.3.4.1 1 次側電源

UCC5320S の 1 次側は 3.3V レールからの電力供給を受け入れます。ノイズ・デカップリング用に 0.1μF のセラミック・コンデンサを VCC1 ピンの近くに配置しています。電源の電圧上昇時の UVLO 閾値は 2.6V、電圧下降時の閾値は 2.5V です。

2.3.4.2 2 次側電源

IGBT ゲートを駆動するために、15V の 2 次側電源を使用します。この電源は、D1、R7、C16 を使用して、2 次側ゲート・ドライバ電源をブートストラップする方法で生成します。C15 (0.1μF) は高周波ノイズ・デカップリング・コンデンサです。C16 (1μF) は、IGBT ゲート・ドライブのソース電流を供給するバルク・コンデンサです。ブートストラップ電源を使用するのは、ハイサイド・ゲート・ドライバのフローティング電源を生成するための簡単でコスト効率の優れた手法です。電源の電圧上昇時の UVLO 閾値は 12V、電圧下降時の閾値は 11V です。

2.3.4.3 PWM 入力

ゲート・ドライバに PWM 入力を供給するのは、コントローラの PWM 出力ペリフェラルです。ローサイドの PWM 信号とハイサイドの PWM 信号の間にデッドタイムを挿入し、両方のスイッチが同時にオンになる事態を防ぐ必要があります。この信号はシングルエンドで、R10 と C18 からなる RC ローパス・フィルタでフィルタ処理した後、ゲート・ドライバの入力に接続します。このフィルタは高周波ノイズを減衰し、コントローラからゲート・ドライバまでの比較的長い配線に起因する PWM 入力のオーバーシュートやアンダーシュートを防止することができます。このリファレンス・デザインは、反転型の PWM 入力 IN- を使用せず、1 次側グラウンドに接続しています。

2.3.4.4 ゲート・ドライバの出力段

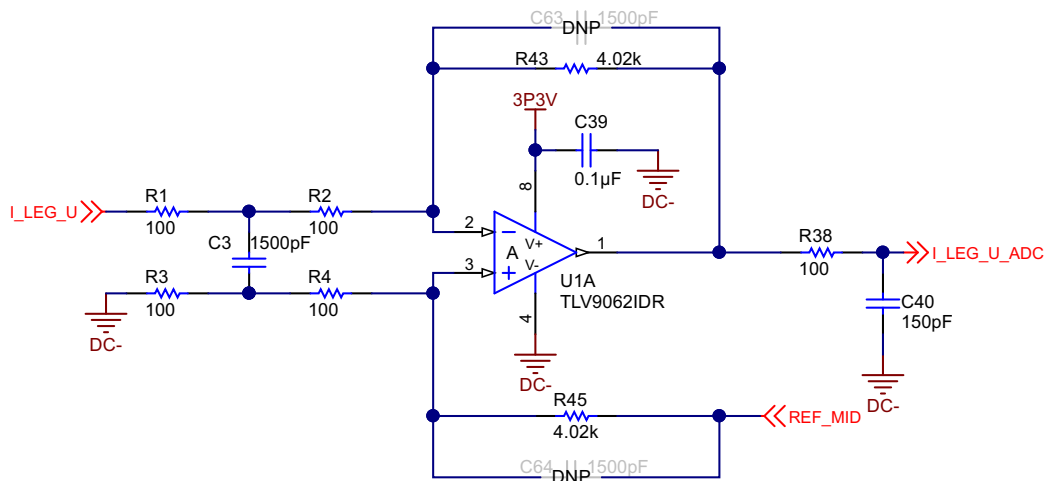
UCC5320S はスプリット出力を搭載しているので、IGBT のターンオン立ち上がり時間とターンオフ立ち下がり時間を個別に制御できます。IGBT のターンオンを制御するために、10Ω のゲート抵抗 R11 を使用しています。2Ω の IGBT ターンオフ抵抗 R12 により、強力なターンオフを実現し、ターンオフ損失を低減することができます。ターンオフ抵抗の値が小さいので、寄生ターンオンに起因するミラー効果に対するゲート・ドライブ回路の耐久性も向上します。10kΩ の抵抗 R15 は、IGBT モジュールに近接した場所に配置し、IGBT のゲート端子とエミッタ端子の間を接続します。この結果、異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。

2.3.5 ローサイド電流センシング

モーターの速度やトルクを高精度で制御するには、インバータの出力電流を高精度で制御する必要があります。次に、この電流を使用して出力 PWM パターンを計算します。このリファレンス・デザインは、電流センシングの目的で低コストのシャント抵抗を使用しています。電流センシングは、ハーフ・ブリッジのレッグで、またはモーター端子を使用して同相で実行することができます。このリファレンス・デザインは、ローサイドのレッグ電流センシングを採用して、次の利点を実現しています。

- マイコンが高温側にあるので、絶縁不要で電流を測定可能
- コスト効率の優れた非絶縁型オペアンプを使用して、測定した電流信号の増幅が可能

図 15 に示すように、シャント抵抗 R49 を、モーター相にあるハーフ・ブリッジのレッグに挿入します。このシャント抵抗の値は、測定する電流の最大値と ADC の最大入力電圧範囲に基づいて決定します。このリファレンス・デザインは、TLV9062 デュアル・オペアンプを差動アンプ構成で使用して、2 つの相レッグの電流を監視しています。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 18. U 相のローサイド電流センス用差動アンプ

マイコンの内蔵 ADC の代表的な入力電圧範囲は 3.3V です。

差動アンプのゲイン = $R43 / (R1 + R2) = 20.1$

オペアンプ U1 は 3.3V のユニポーラ電源からの電力供給を受け入れますが、測定する電流は双方向です。1.65V のリファレンス信号 REF_MID を使用して、差動アンプの双方向入力電圧を 0~3.3V の範囲にレベル・シフトします。オペアンプの出力範囲として、オペアンプの電源レールとグランド・レールの両方から 50mV のマージンを確保します。この結果、有効測定範囲は 3.2V になります。

オペアンプの入力電圧範囲 = $3.2 / 20.1 = 0.1592V$

電流を測定するために、4mΩ のシャント抵抗を使用します。

電流測定範囲 = $0.1592 / 4m = 39.8A_{PP} = 14.07A_{RMS}$

この結果、インバータの短期的な過負荷に対して約 40% のマージンを確保し、インバータの公称定格出力電流である 10A_{RMS} を測定できるようになります。

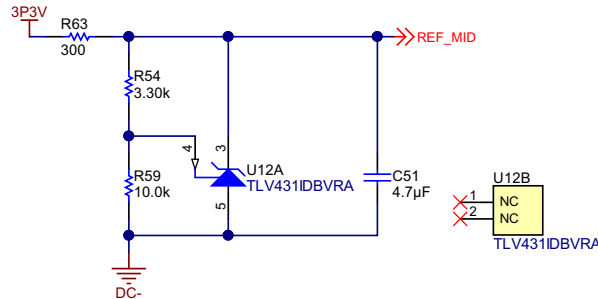
シャント抵抗の最大消費電力 = $(14.07)^2 \times 0.004 = 0.79W$

差動アンプの入力を、R1、C3、R3 を使用したローパス・フィルタでフィルタ処理します。R38 と C40 で構成されるシングルエンドのローパス RC フィルタを、制御カードへの入力に近い場所に配置する方法で、オペアンプ出力の PCB パターンが拾ったノイズをフィルタ処理で除外することができます。

図 19 に示すように TLV431 シャント・レギュレータを使用して、レベル・シフト用の 1.65V のリファレンス電圧を生成します。300Ω の抵抗 R63 を使用して、シャント抵抗に流れ込む電流を制限します。リファレンス電圧を設定する電圧デバイダについては、式 2 を使用して計算します。

$$REF_MID = \left(1 + \frac{R54}{R59} \right) V_{REF} \tag{2}$$

R59 として 10kΩ を選定します。V_{REF} は 1.24V です。計算の結果、R54 は 3.3kΩ になります。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 19. 差動アンプのレベル・シフト・リファレンス電圧の生成

図 20 に基づき、出力の安定性を確保するために、4.7μF のバルク・コンデンサを使用します。

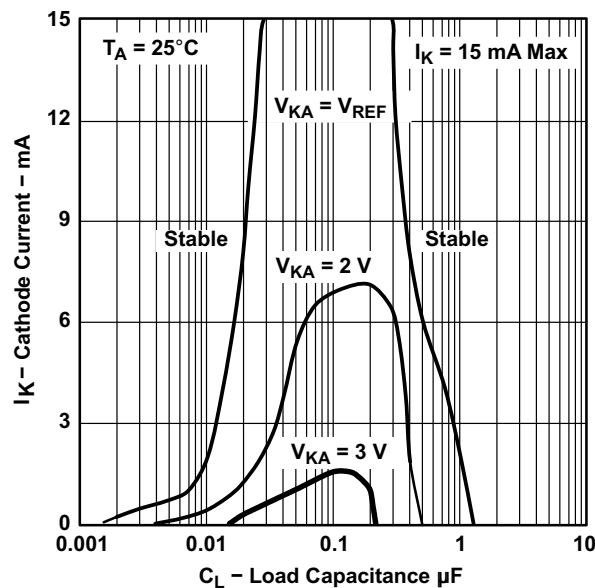


図 20. TLV431 の安定性境界条件

2.3.6 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。NTC は、25°C 時の公称抵抗値が $5k\Omega \pm 5\%$ である、標準的な「KG3B」温度センサです。

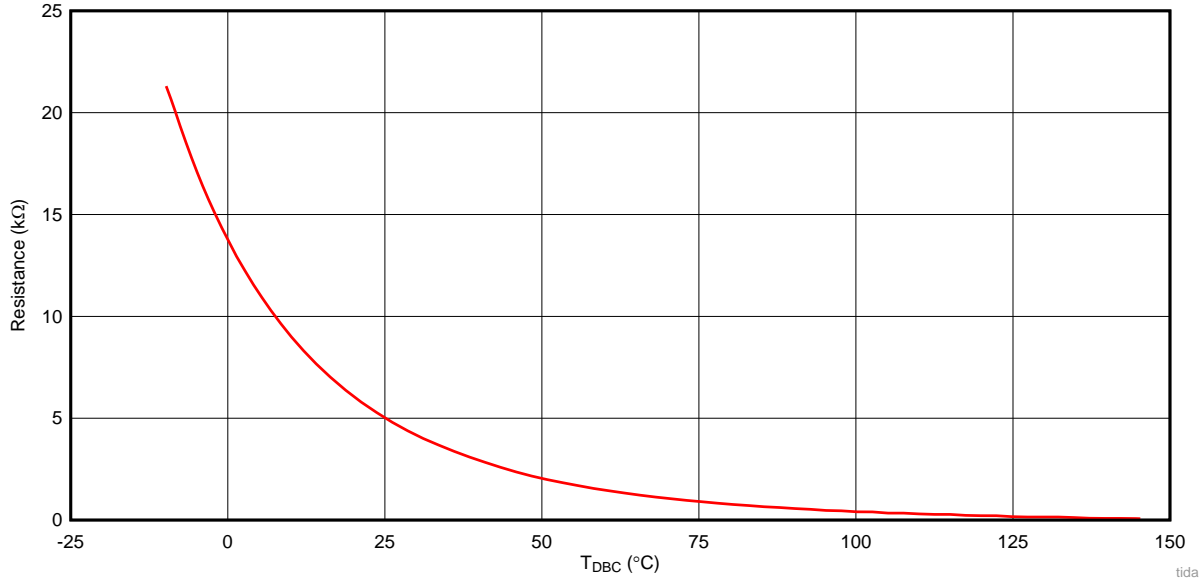
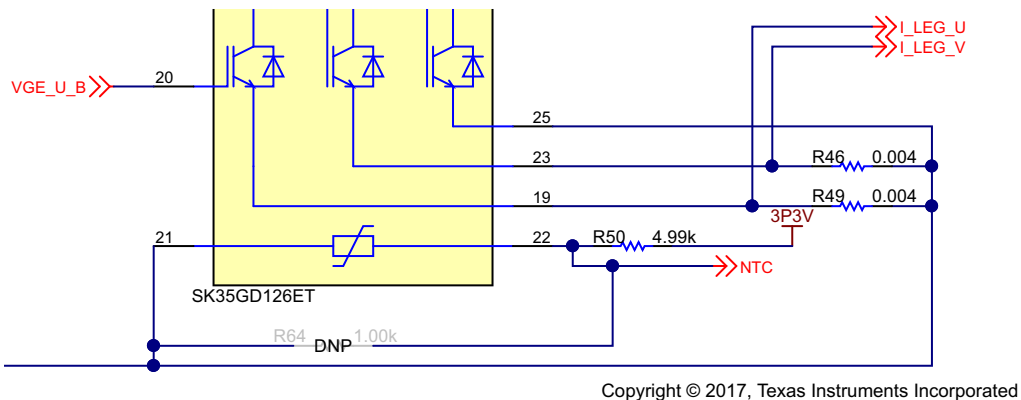


図 21. NTC の特性

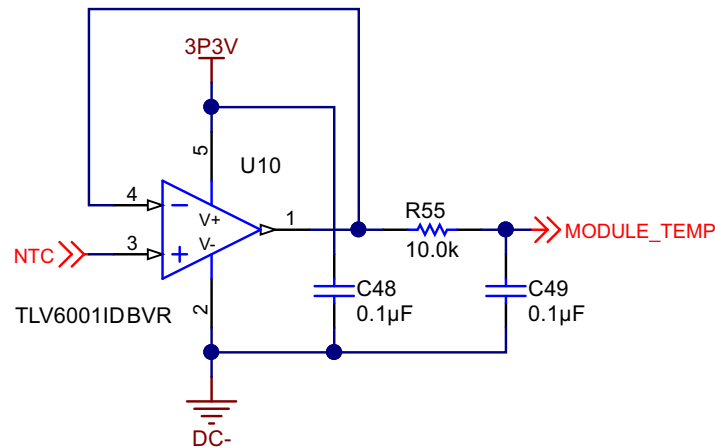
図 22 に示すように、R50 と NTC の各抵抗を使用して抵抗分圧器を形成します。R64 は未実装ですが、この抵抗を NTC に対して並列に接続する方法で、NTC 測定値の線形性を向上させることができます。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 22. IGBT モジュールの内蔵 NTC を使用した温度センシング

NTC 抵抗の両端間での電圧は、電圧フォロワ構成の U10 (TLV6001) でバッファし (図 23 を参照)、R55 と C49 で構成したローパス RC フィルタでフィルタ処理した後、コントローラに供給します。温度については、式 3 と式 4 を使用してソフトウェアで計算することができます。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 23. NTC 電圧センス・バッファ

$$R_{NTC}(T) = R50 \left(\frac{\text{Module_temp}}{3.3 - \text{Module_temp}} \right) \tag{3}$$

$$T = \frac{1}{\left[\frac{\ln \left(\frac{R_{NTC}(T)}{R_{25}} \right)}{B_{(25/85)}} + \frac{1}{25} \right]}$$

ここで

- T は、銅製サブストレートに直接取り付けられた IGBT モジュールの温度です。
 - $R_{NTC}(T)$ は、NTC の両端間での電圧降下から計算した温度が T であるときの NTC 抵抗です。
 - R_{25} は IGBT モジュールのデータシートから引用した、25°C 時の NTC の抵抗値です。
 - $B_{(25/85)}$ は、NTC 抵抗の B 定数です。
- (4)

2.3.7 強化絶縁型通信

このリファレンス・デザインは、安全のための絶縁機能を、高温側マイコンと外部通信インターフェイスとの間の通信リンクに移動しました。JTAG インターフェイスはコントローラのリアルタイム・デバッグ用で、UART インターフェイスはシリアル通信用です。図 24 に示すように、幅の広い(沿面距離と空間距離が 8mm)強化絶縁型デジタル・アイソレータ ISO7741 を使用して、JTAG 信号と UART 信号を絶縁します。1 次側と 2 次側の各イネーブル信号を、それぞれの電源レールに接続します。各アイソレータ・チャンネルは常時イネーブルになります。

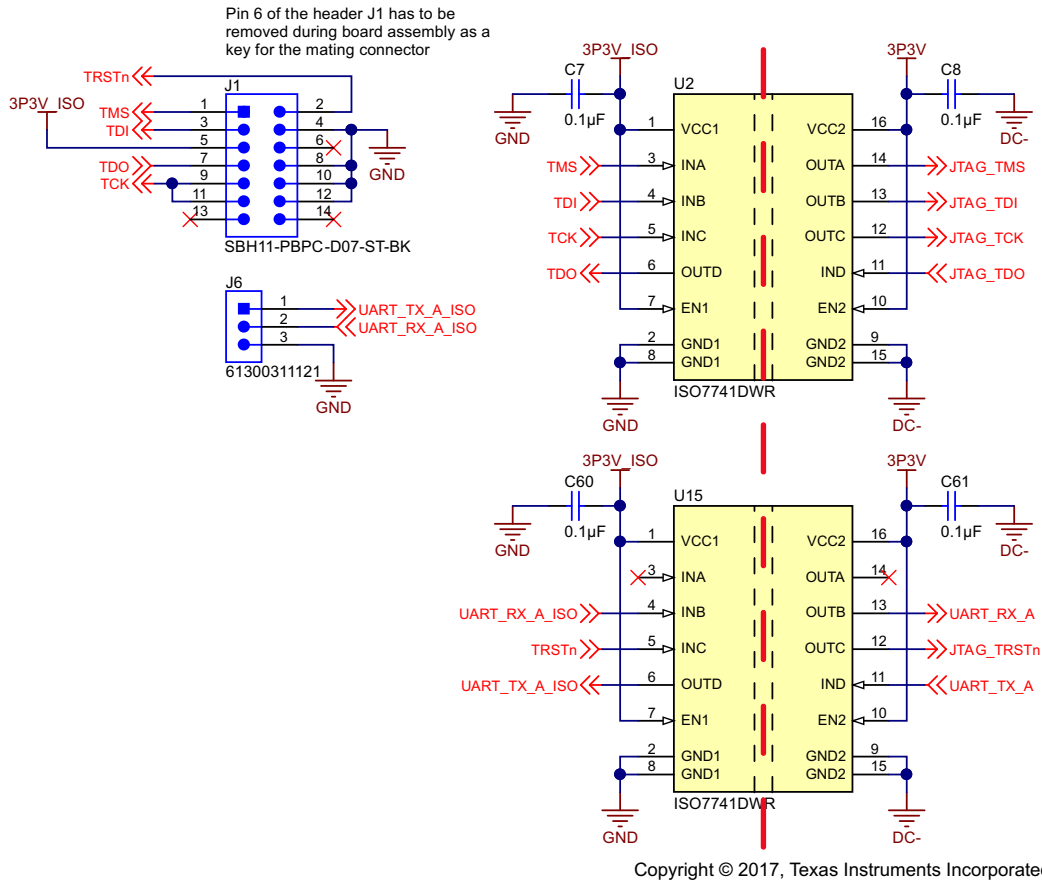
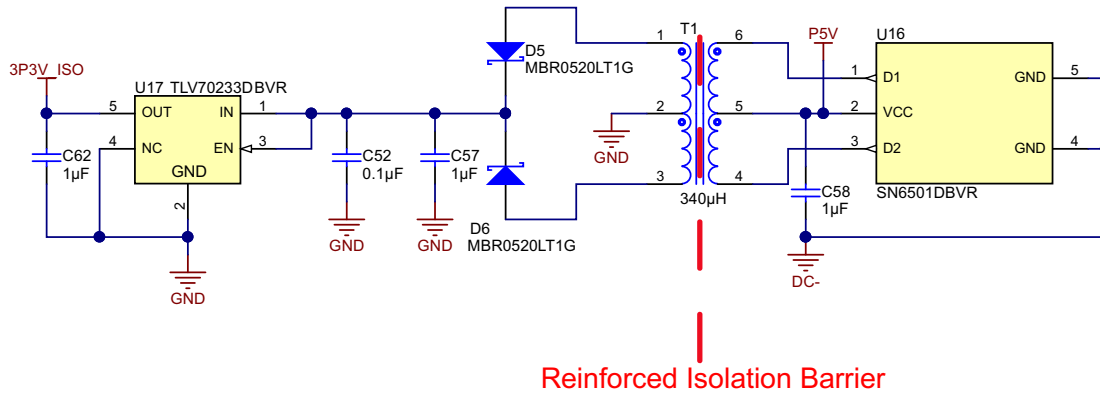


図 24. 強化絶縁型 JTAG / UART インターフェイス

各デジタル・アイソレータには 4 つのチャンネルがあり、うち 3 つは順方向、1 つは逆方向です。外部デバッグ・プローブからの JTAG 信号は、標準の 14 ピン JTAG インターフェイスのヘッダ J1 に接続します。JTAG 信号 TMS、TDI、TCK、TDO、TRSTn はいずれも絶縁型です。UART の送信信号 UART_TX と UART の受信信号 UART_RX を電氣的に絶縁して、ヘッダ J6 に接続しています。

2.3.8 強化絶縁型電源の生成

デジタル・アイソレータの低温側と JTAG インターフェイスは、強化絶縁型の 3.3V 電源を必要とします。SN6501 はプッシュプル・トランス・ドライバであり、このリファレンス・デザインは 5V 入力電源から絶縁型電源レールを生成するのに役立ちます。1 μ F のバルク・コンデンサ C58 をトランスの高温側センター・タップの近くに配置して、スイッチング・ループを最小限に抑えます。使用する変圧器の巻数比は 1.3:1 であり、1 分間の定格絶縁耐圧は 5,000V_{RMS} です。トランスの 1 次側と 2 次側の間の沿面距離および空間距離は 8mm です。トランスの低温側では、ダイオード D5 と D6 がトランスの出力を整流し、1 μ F のバルク・コンデンサ C57 に供給します。LDO TLV70233 を使用して、絶縁側の 3.3V レールを生成します。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 25. 絶縁型 3.3V 電源の生成

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とソフトウェア

3.1.1 ハードウェア

図 26 に PCB の上面図を示します。ここでは、DC バス入力コネクタ J7 と 3 相モーター出力コネクタ J8 が見えています。15V のゲート・ドライバ電源、5V の制御カード電源、3.3V の低電圧センス回路電源を、図 26 に示す順序で J5 に接続してあります。デュアルインライン・エッジ・コネクタ・ソケットは、180 ピンの C2000 制御カードとの接続用です。このリファレンス・デザインへのテストには、デュアルコアの Delfino™F28379D 制御カードを使用します。J6 は、強化絶縁型の UART 信号を接続する 3 ピン・ヘッダです。J1 は、JTAG デバッグ・プローブを接続するための 14 ピン強化絶縁型インターフェイスです。ヘッダ J1 のピン 6 は、JTAG デバッグ・プローブ・コネクタを取り付けるための切り欠きとして取り外す(折り外す)必要があります。DC リンク電圧が 50V を超えるとすぐ、警告提示用の赤色 LED インジケータが点灯します。この LED は、基板に電圧が印加されているので触れてはならないという警告を示します。

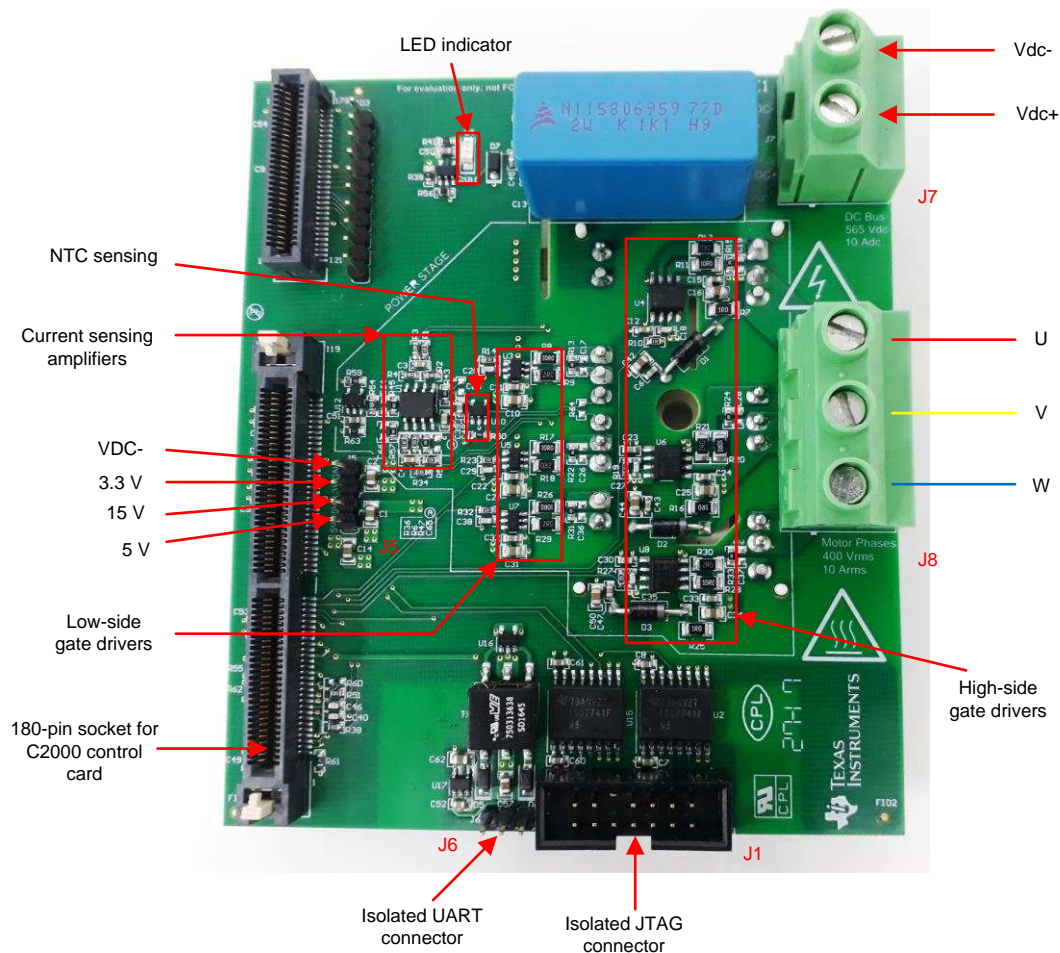


図 26. TIDA-01456 PCB の上面図

図 27 に、赤い枠内で強調した高電圧の高温側と、黄色い枠内で強調した低電圧の低温側、およびそれらの間に位置する強化絶縁バリアを示します。絶縁バリアの沿面距離と空間距離は 8mm です。絶縁バリアの両端をまたぐ形で、デジタル・アイソレータを配置してあります。

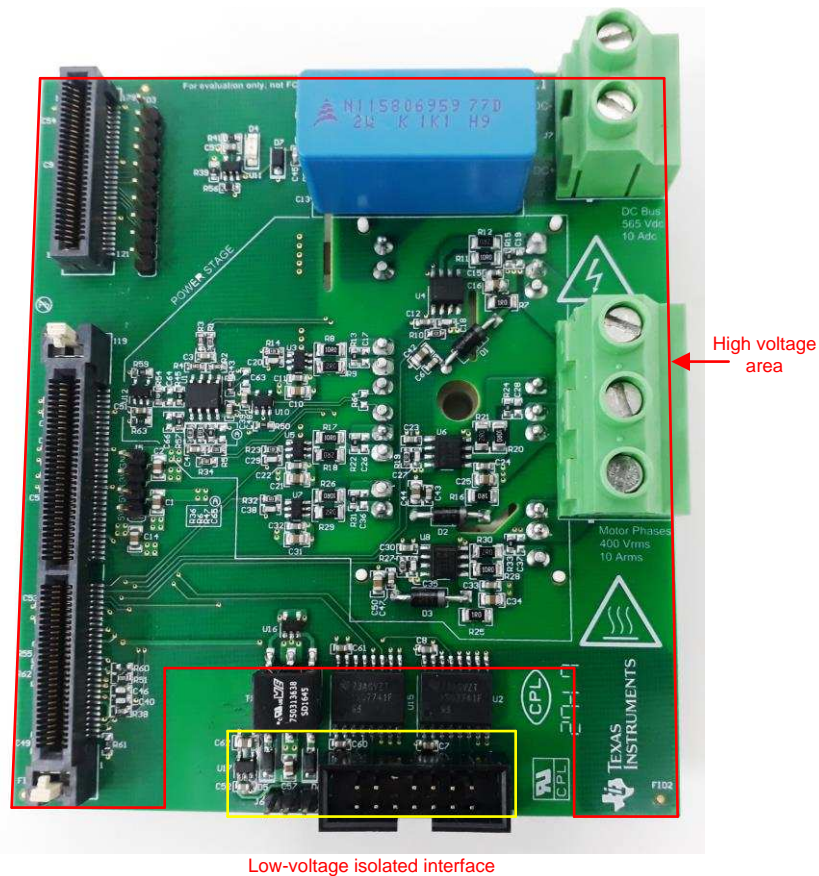


図 27. 高電圧の高温側、絶縁された低電圧の低温側、絶縁バリア

図 28 に PCB の底面図を示します。底面に電流センス用のシャント抵抗が見えています。IGBT モジュールのパッドにヒートシンクを取り付ける必要があります。図 29 に示すように、パッドとヒートシンクの間にはサーマル・コンパウンド (グリス) を塗布し、1 本のネジを使用してモジュールとヒートシンクを確実に固定する必要があります。最大連続消費電力に基づいて、適切なヒートシンクを選定します。

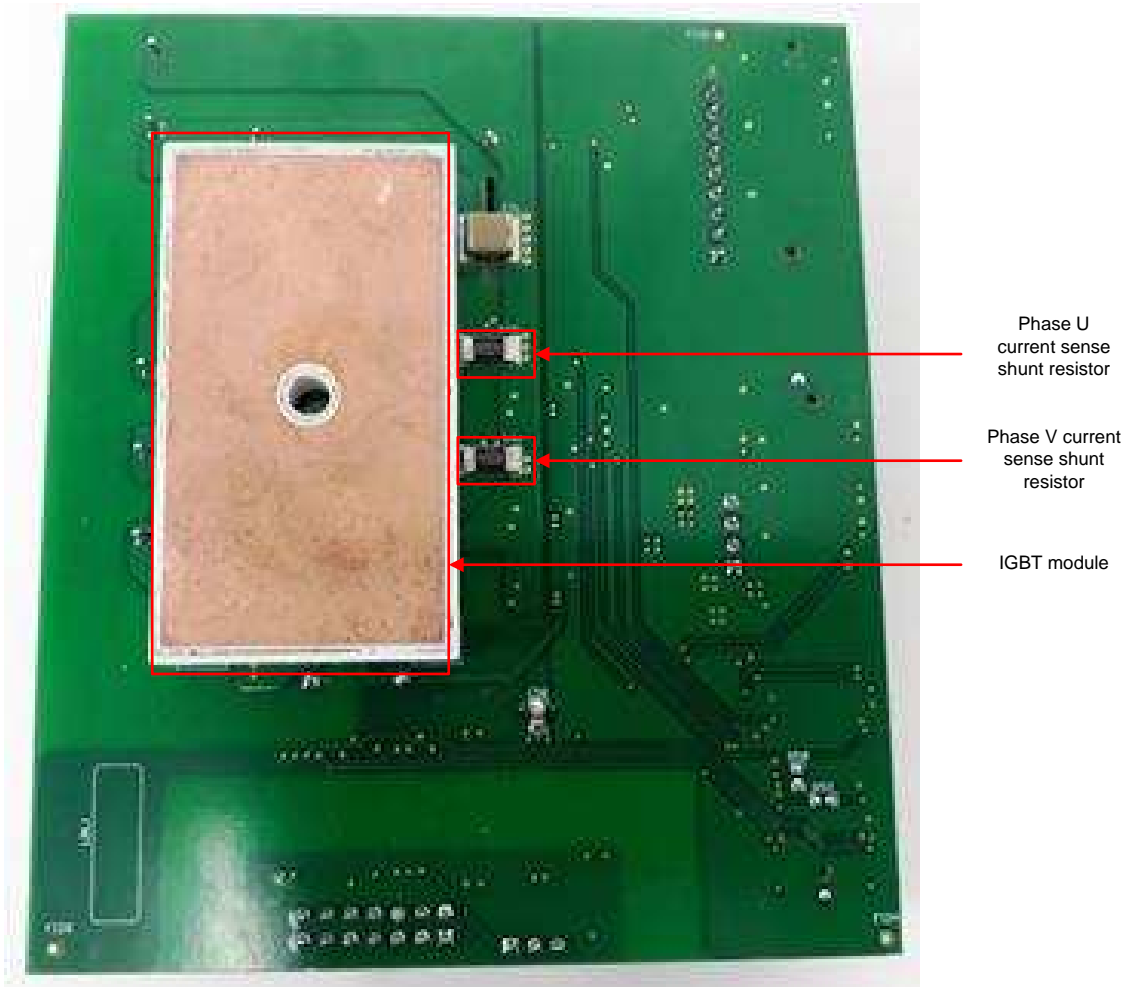


図 28. TIDA-01456 の底面図

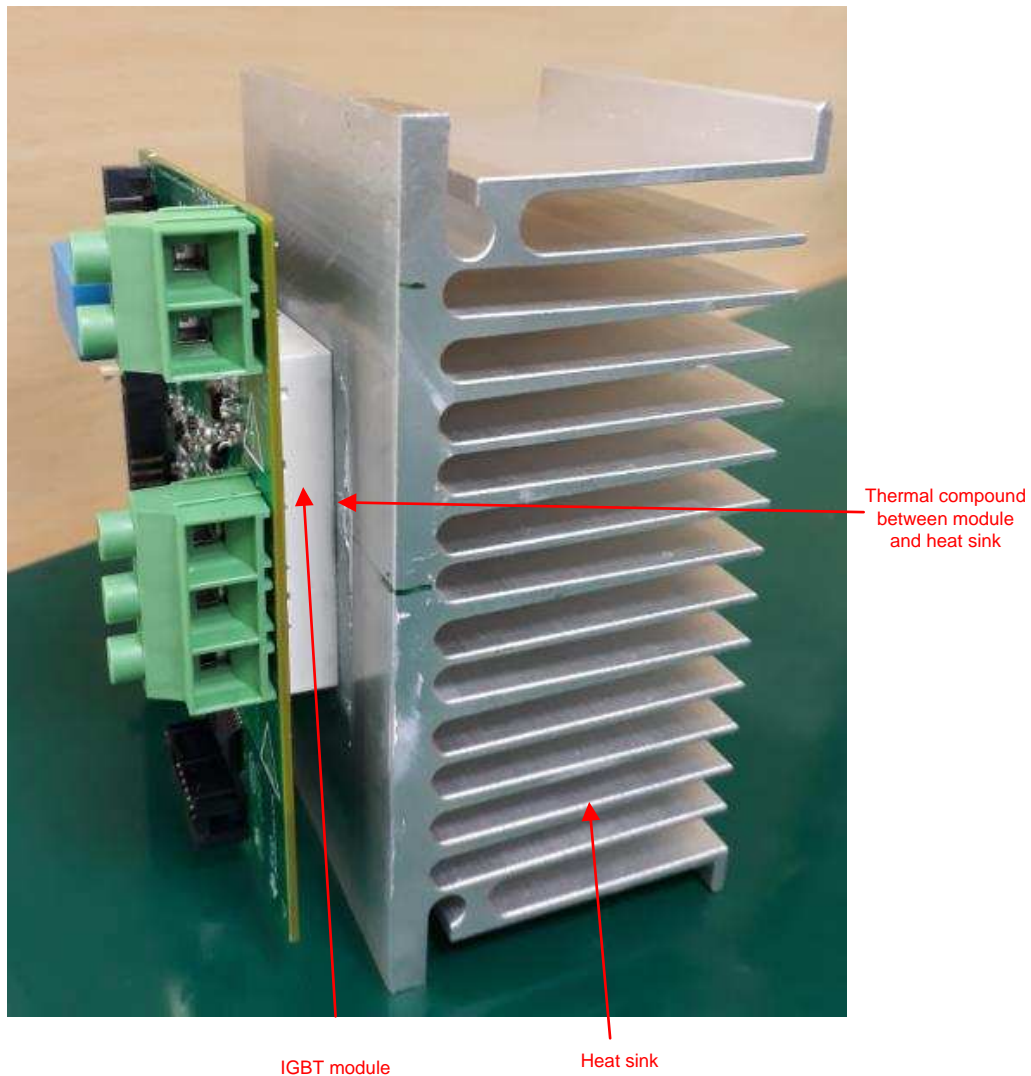


図 29. ヒートシンクを取り付けた TIDA-01456

3.1.2 コントローラのインターフェイス用ソケット

図 30 に示すように、デュアルインライン・ソケット J3 と J2 に、180 ピン制御カードを装着します。表 3 に、この PCB で使用するピンの機能を記載します。

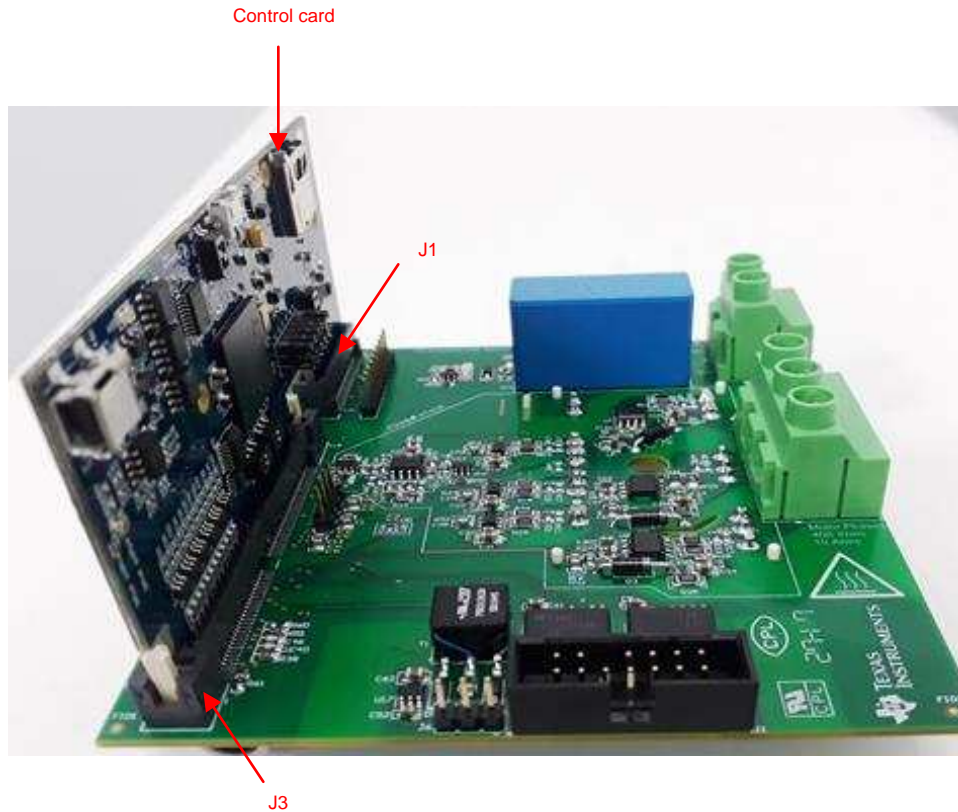


図 30. TIDA-01456 への制御カードの接続

表 3. 制御カード接続用の TIDA-01456 のインターフェイス

TIDA-01456 のピン配置	C2000 制御カードのピン配置	ピン番号		C2000 制御カードのピン配置	TIDA-01456 のピン配置
3P3V	JTAG-EMU1	1	2	JTAG-EMU0	3P3V
JTAG_TMS	JTAG_TMS	3	4	JTAG-TRSTN	JTAG_TRStn
JTAG_TCK	JTAG_TCK	5	6	JTAG-TDO	JTAG_TDO
DC-	GND	7	8	JTAG-TDI	JTAG_TDI
—	ADC1 (や DACA)	9	10	GND	DC-
—	ADC1 (や DACB)	11	12	ADC2	—
DC-	GND	13	14	ADC2	—
I_LEG_U_ADC	ADC1 (や CMPIN+)	15	16	GND	DC-
I_LEG_V_ADC	ADC1	17	18	ADC2	I_LEG_U_ADC
DC-	GND	19	20	ADC2	—
I_LEG_V_ADC	ADC1 (や CMPIN+)	21	22	GND	DC-
—	ADC1	23	24	ADC2	MODULE_TEMP
I_LEG_V_ADC	ADC (や CMPIN+)	25	26	ADC2	—
—	ADC	27	28	ADC	—
DC-	GND	29	30	ADC	—
—	ADC	31	32	予約	—
—	ADC	33	34	ADC	—

表 3. 制御カード接続用の TIDA-01456 のインターフェイス (continued)

TIDA-01456 のピン配置	C2000 制御カードのピン配置	ピン番号		C2000 制御カードのピン配置	TIDA-01456 のピン配置
DC—	GND	35	36	ADC	—
—	ADC	37	38	GND	DC—
V_DCBUS	ADC	39	40	ADC	—
—	予約	41	42	ADC	—
—	特定のマイコンでは VREFLO	43	44	予約	—
—	特定のマイコンでは VREFHI	45	46	GND	DC—
DC—	GND	47	48	5V0	P5V
PWM_U_T	PWM1A	49	50	PWM3A	PWM_W_T
PWM_U_B	PWM1B	51	52	PWM3B	PWM_W_B
PWM_V_T	PWM2A	53	54	PWM4A	—
PWM_V_B	PWM2B	55	56	PWM4B	—
—	PWM5A	57	58	PWM7AまたはTZ1	—
—	PWM5B	59	60	PWM7BまたはTZ2	—
—	PWM6A	61	62	PWM8AまたはTZ3	—
—	PWM6B	63	64	PWM8BまたはTZ4	—
DC—	GND	65	66	予約	—
—	SPISIMOA	67	68	QEP1A (McBSP-MDXA)	—
—	SPISOMIA	69	70	QEP1B (McBSP-MDRA)	—
—	SPICLKA	71	72	QEP1S (McBSP-MFSXA)	—
—	SPISTEA	73	74	QEP1I (McBSP-MCLKXA)	—
—	CAP1 または SPISIMOB	75	76	SCIRXA/UARTRXA	UART_RX_A
—	CAP2 または SPISOMIB	77	78	SCITXA/UARTRXA	UART_TX_A
—	CAP3 または SPICLKB	79	80	CANRXA	—
—	CAP4 または SPISTEB	81	82	CANTXA	—
DC—	GND	83	84	5V0	P5V
—	I2CSDAA	85	86	GPIO	—
—	I2CSCLA	87	88	GPIO	—
—	GPIO	89	90	GPIO	—
—	GPIO	91	92	GPIO	—
—	GPIO	93	94	GPIO	—
—	GPIO	95	96	GPIO	—
DC—	GND	97	98	5V0	P5V
—	SD-D1	99	100	QEP2A または GPIO	—
—	SD-C1	101	102	QEP2B または GPIO	—
—	SD-D2	103	104	QEP2S または GPIO	—
—	SD-C2	105	106	QEP2I または GPIO	—
—	SD-D3	107	108	GPIO (McBSP-MCLKRA)	—
—	SD-C3	109	110	GPIO (McBSP-MFSRA)	—
DC—	GND	111	112	5V0	P5V
—	予約	113	114	予約	—
—	予約	115	116	予約	—
—	予約	117	118	予約	—
—	予約	119	120	デバイス・リセット(アクティブ Low)	—
—	GPIO	121	122	GPIO	—
—	GPIO	123	124	GPIO	—
—	GPIO	125	126	GPIO	—

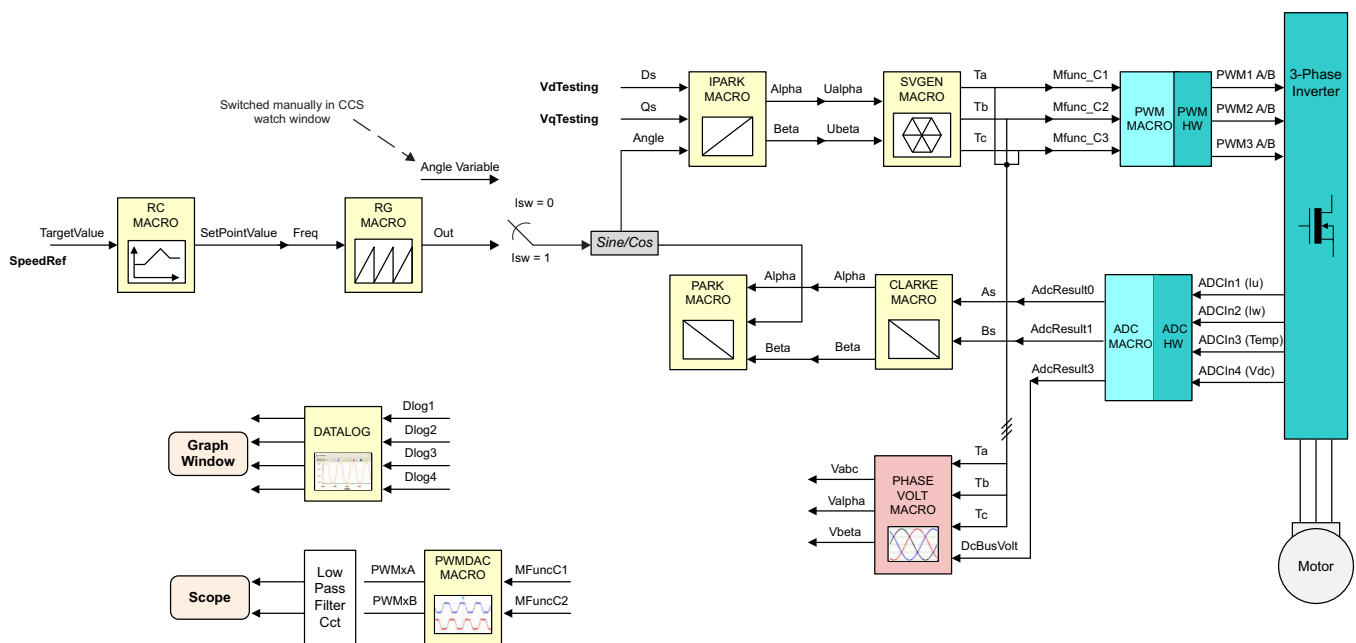
表 3. 制御カード接続用の TIDA-01456 のインターフェイス (continued)

TIDA-01456 のピン配置	C2000 制御カードのピン配置	ピン番号		C2000 制御カードのピン配置	TIDA-01456 のピン配置
—	GPIO	127	128	GPIO	—
—	GPIO	129	130	GPIO	—
—	GPIO	131	132	GPIO	—
—	GPIO	133	134	GPIO	—
DC—	GND	135	136	予約	—
—	GPIO	137	138	予約	—
—	GPIO	139	140	予約	—
GPIO-74	GPIO	141	142	予約	—
GPIO-76	GPIO	143	144	予約	—
GPIO-78	GPIO	145	146	予約	—
GPIO-80	GPIO	147	148	予約	—
GPIO-82	GPIO	149	150	予約	—
GPIO-84	GPIO	151	152	予約	—
GPIO-86	GPIO	153	154	予約	—
GPIO-88	GPIO	155	156	予約	—
DC—	GND	157	158	5V0	P5V
—	GPIO	159	160	GPIO	—
—	GPIO	161	162	GPIO	—
—	GPIO	163	164	GPIO	—
—	GPIO	165	166	GPIO	—
—	GPIO	167	168	GPIO	—
—	GPIO	169	170	GPIO	—
—	予約	171	172	予約	—
—	予約	173	174	予約	—
—	予約	175	176	予約	—
—	予約	177	178	予約	—
DC—	GND	179	180	5V0	P5V

3.1.3 ソフトウェア

このリファレンス・デザインをテストするには、アプリケーション・レポート『[TMS320F2833xを使用する三相永久磁石同期整流モーターのセンサレスフィールドオリエンテッドコントロール](#)』で説明したソフトウェアの修正版を使用します。図 31 に示すように、アプリケーション・レポートのインクリメンタル・ビルド・レベル 2 を修正します。RG MACRO からの OUT 信号と、角度変数のどちらかを、Sine/Cos(正弦/余弦)ブロックに接続できるように、スイッチを追加します。OUT を接続する場合、正弦波電流をモーターに供給することができます。角度変数を接続する場合、この変数 (Isw) を 0 に設定します。その結果、DC 電流をモーターに供給することができます。1 つの相のスイッチ・ノードに流入する、±8A という最大 DC 電流を使用して、インバータのスイッチング動作とゲート・ドライブの波形を表示することができます。

注: DC 電流を使用すると、オシロスコープのトリガが容易になり、モーター・シャフトに負荷をかけずに大電流をモーターに供給することができます。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

図 31. PWM 制御ソフトウェア

3.2 テストと結果

このテストの目的は、ローサイド・スイッチに UCC27531、ハイサイド・スイッチに UCC5320SD を使用した 3 相インバータ用ゲート・ドライブ・サブシステムの機能と性能を評価することです。

3.2.1 テスト構成

図 32 にテスト構成を示し、表 4 に、使用した主なテスト装置を示します。TIDA-01456 基板のソケットに F28379D 搭載の 180 ピン制御カードを装着します。外部 DC 電源を使用して 3.3V、5V、15V の各 DC レールに電力を供給します。高電圧 DC 電源をリファレンス・デザイン of DC バスに接続します。ねじ込み端子台を使用してモーターの各端子を PCB に接続します。コントローラをデバッグするには、強化絶縁型 JTAG チャンネルを使用します。このチャンネルは、外付け XDS110 デバッグ・プローブ経由でノート PC に接続します。絶縁型オシロスコープと高電圧差動プローブを使用して、大半のオシロスコープ・プロットを取得することができます。

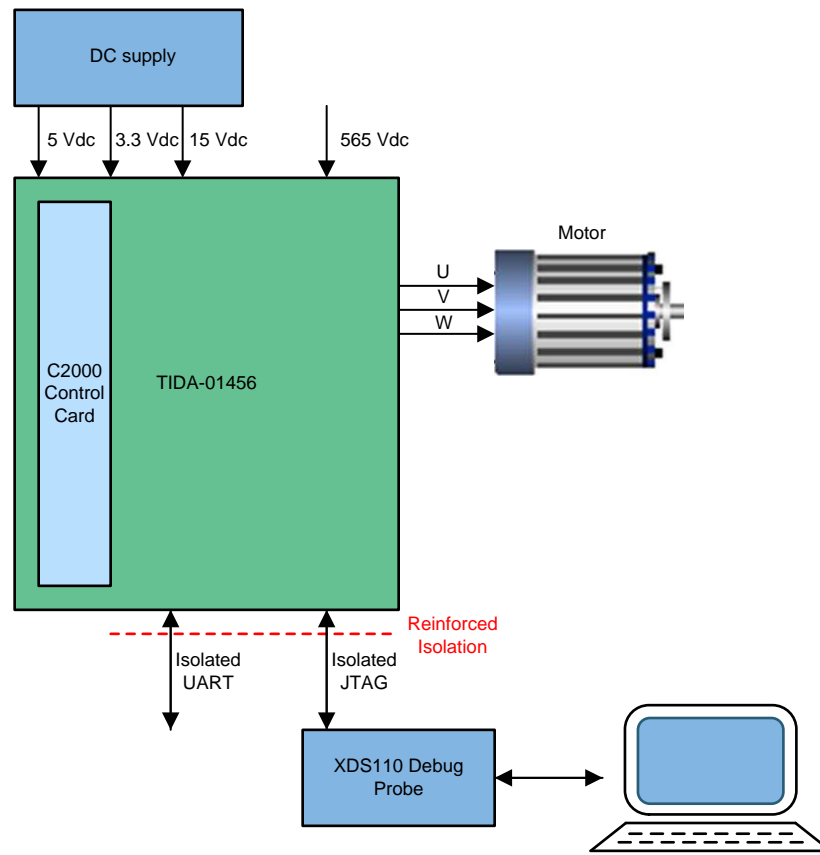


図 32. テスト構成

表 4. 使用したテスト装置

説明	型番
絶縁型オシロスコープ	Tektronix TPS2014B
シングルエンド・プローブ	Tektronix TPP0200
差動プローブ	Tektronix P5200A
電流プローブ	Keysight N2783B
電流プローブ・アンプ	Agilent N2779A
高電圧電源	Ametek SGI 1000/5
電源	Keithley 2230G-30-1
電源	Agilent E3631A
AC 誘導モーター	3.7kW、1,460rpm (0.5~100Hz)、415V _{RMS} ±10%、 η =83%、 $\cos\phi$ =0.74、8.4A _{MAX}

3.2.2 テスト結果

3.2.2.1 ゲート・ドライバの UVLO 機能

IGBT が確実に飽和領域で動作するように、十分な ON ゲート電圧を IGBT に印加する必要があります。障害が発生してゲート電源の電圧が低下した場合、IGBT はリニア領域で動作するおそれがあります。リニア領域で動作すると IGBT の電力損失が増大し、スイッチの過熱や損傷を招く可能性があります。このような事態は、ゲート・ドライバの UVLO 機能によって回避できます。ゲート電圧が閾値を下回ると、直ちにゲート・ドライバの出力が停止して IGBT のリニア領域動作を防止します。

- チャンネル 1(青) - 入力 PWM 信号
- チャンネル 2(赤) - ゲート・ドライブ電源
- チャンネル 3(緑) - 出力 PWM 信号

図 33 はハイサイド・ゲート・ドライバの UVLO ターンオフ閾値が 11.6V であること、図 34 はターンオン閾値が 12.4V であることを示しています。閾値のヒステリシスは 0.8V です。

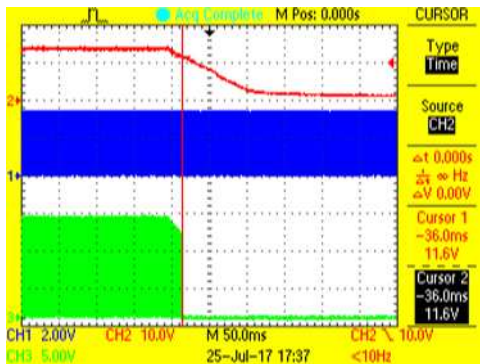


図 33. ハイサイド・ゲート・ドライバ(UCC5320S)の UVLO 機能のターンオフ

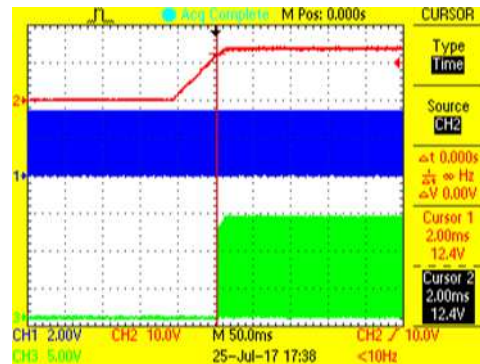


図 34. ハイサイド・ゲート・ドライバ(UCC5320S)の UVLO 機能のターンオン

3.2.2.2 PWM の伝搬遅延時間

図 35 に示すゲート・ドライバの入力からゲート・ドライバの出力までの伝搬遅延時間は、ハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチの間でデッドタイムを設定するときに重要なパラメータになります。

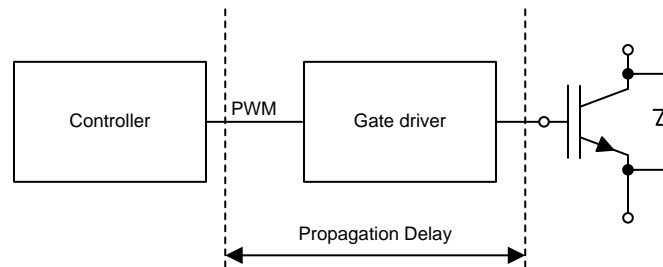


図 35. PWM の伝搬遅延時間

ハイサイド・ゲート・ドライバとローサイド・ゲート・ドライバの間で、伝搬遅延時間差のばらつきが小さい場合、短いデッドタイムを設定できます。短いデッドタイムには次の利点があります。

- デッドタイムに起因する歪みを低減
- 動作効率の向上 (高調波損失を低減)
- トルクのリップルが小さくなり、モーターのスムーズな動作と可聴ノイズの低減を実現

3.2.2.2.1 ローサイド・ゲート・ドライバの伝搬遅延時間

このリファレンス・デザインのローサイド・ゲート・ドライバの伝搬遅延波形を図 37～図 42 に示します。図 36 に示すデータシートの仕様に基づいて、遅延時間の波形を取得します。ターンオン時の遅延時間は、入力 PWM 波形が V_{IH} 閾値に達した時刻から、出力 PWM 波形が立ち上がりエッジの 10% に達した時刻までの期間です。ターンオフ時の遅延時間は、入力 PWM 波形が V_{IL} 閾値に低下した時刻から、出力 PWM 波形が立ち下がりエッジの 90% に低下した時刻までの期間を測定します。測定の結果、3 個のゲート・ドライバ間の遅延時間のばらつきは、1ns 未満であることが明らかになりました。

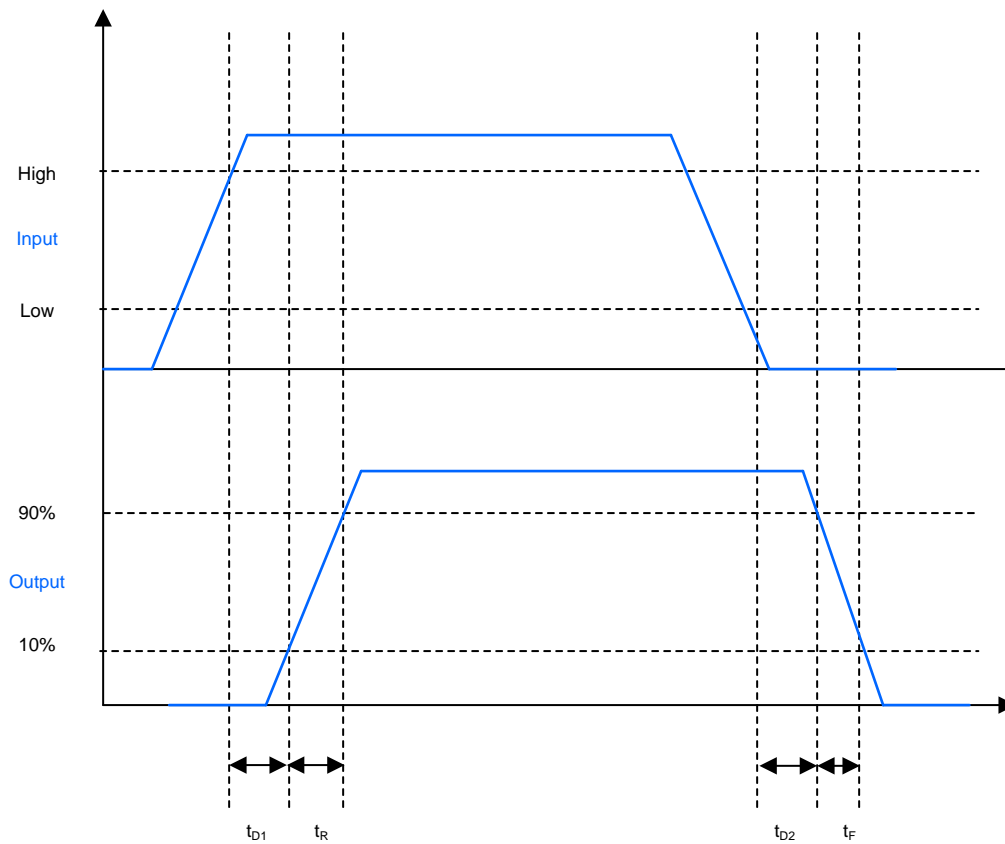


図 36. UCC27531 の伝搬遅延時間仕様

- チャンネル 1(青):入力 PWM 信号
- チャンネル 3(緑):出力 PWM 信号

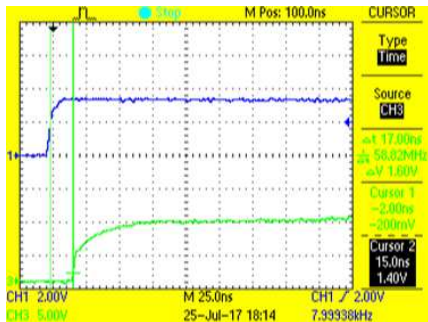


図 37. ローサイドの U 相におけるターンオンの伝搬遅延時間(17ns)

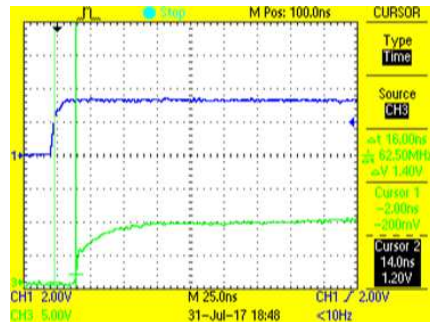


図 38. ローサイドの V 相におけるターンオンの伝搬遅延時間(16ns)

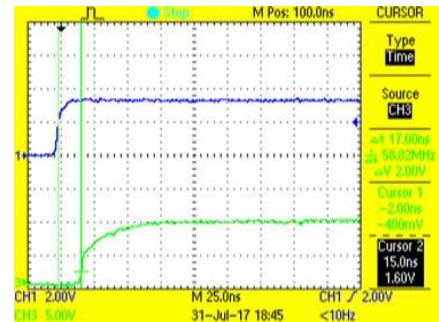


図 39. ローサイドの W 相におけるターンオンの伝搬遅延時間(17ns)

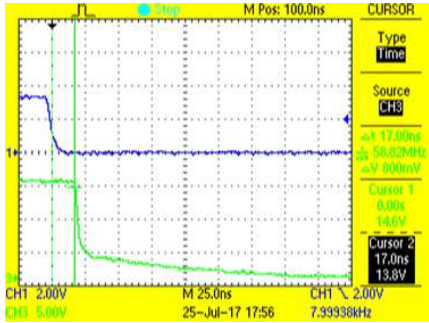


図 40. ローサイドの U 相におけるターンオフの伝搬遅延時間(17ns)

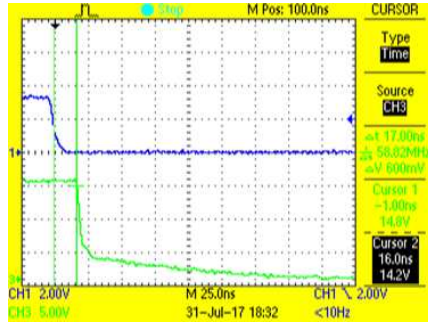


図 41. ローサイドの V 相におけるターンオフの伝搬遅延時間(17ns)

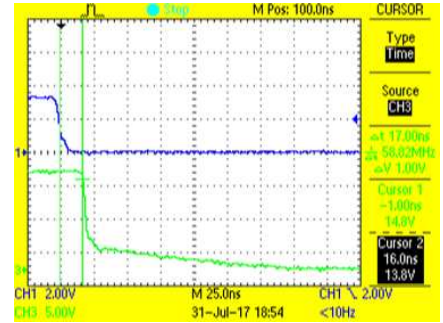


図 42. ローサイドの W 相におけるターンオフの伝搬遅延時間(17ns)

3.2.2.2.2 ハイサイド・ゲート・ドライバの伝搬遅延時間

ハイサイド・ゲート・ドライバの伝搬遅延時間波形を図 44～図 49 に示します。図 43 に示すデータシートの仕様に基いて、遅延時間の波形を取得します。ターンオン時の遅延時間は、入力 PWM 波形が立ち上がりエッジの 50% に達した時刻から、出力 PWM 波形が立ち上がりエッジの 10% に達した時刻までの期間です。ターンオフ時の遅延時間は、入力 PWM 波形が立ち下がりエッジの 50% に低下した時刻から、出力 PWM 波形が立ち下がりエッジの 90% に低下した時刻までの期間を測定します。測定の結果、3 個のゲート・ドライバ間の遅延時間のばらつきは、2ns 未満であることが明らかになりました。

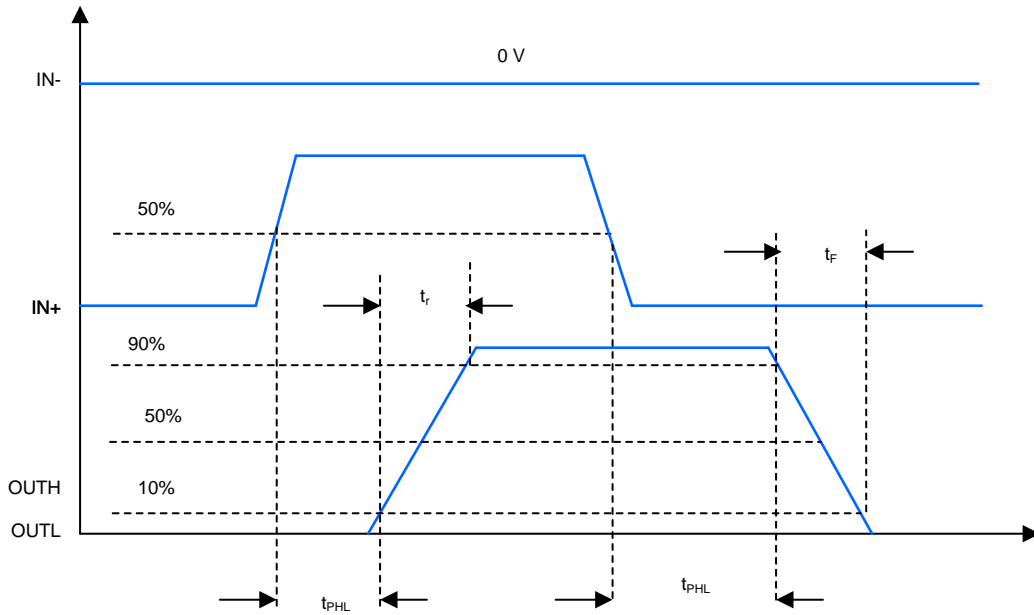


図 43. UCC5320S の伝搬遅延時間仕様

- チャンネル 1(青)入力 PWM 信号
- チャンネル 2(緑)出力 PWM 信号

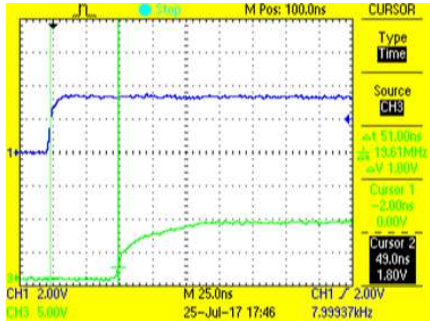


図 44. ハイサイドの U 相におけるターンオンの伝搬遅延時間(51ns)

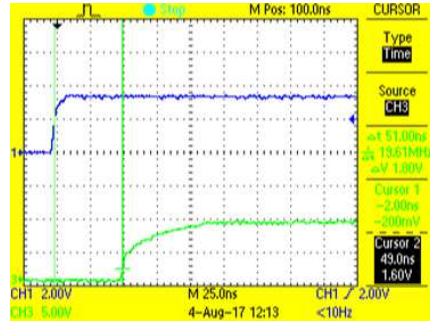


図 45. ハイサイドの V 相におけるターンオンの伝搬遅延時間(51ns)

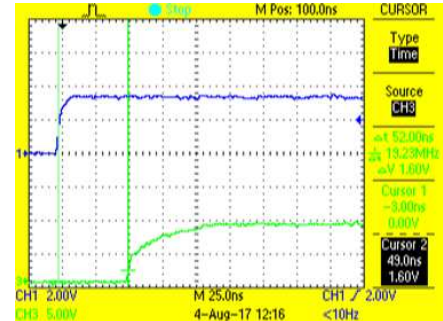


図 46. ハイサイドの W 相におけるターンオンの伝搬遅延時間(52ns)

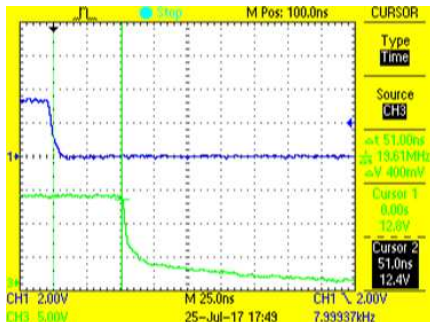


図 47. ハイサイドの U 相におけるターンオフの伝搬遅延時間(51ns)

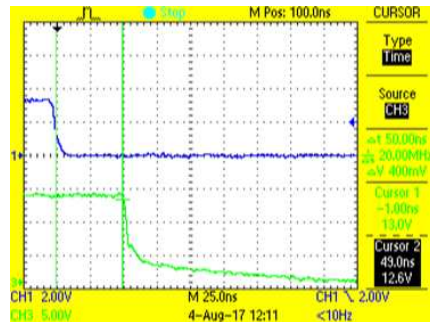


図 48. ハイサイドの V 相におけるターンオフの伝搬遅延時間(50ns)

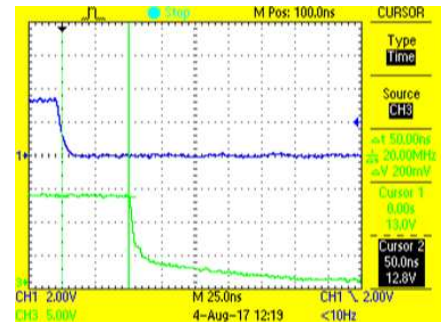


図 49. ハイサイドの W 相におけるターンオフの伝搬遅延時間(50ns)

3.2.2.3 ブートストラップ電源のリップル

このリファレンス・デザインは、ブートストラップ電源の手法を使用して、DC- を基準とするローサイド・ゲート・ドライバ電源から、ハイサイド・ゲート・ドライバのフローティング電源を生成します。ハイサイド・ゲート電圧のリップルは、ローサイド・スイッチのデューティ・サイクルと相電流の振幅および方向に依存します。IGBT スイッチがリニア動作領域で動作してしまふ振幅まで低下する事態や、すでに飽和電圧に達している状態からさらに電圧を上昇させる事態が生じないように、ハイサイド・ゲートのフローティング電圧を適切な電圧範囲に維持することが重要です。

このリファレンス・デザインは、10% と 90% の各デューティ・サイクルを使用し、±8A の DC 相電流と正弦波相電流を流したときのリップル電圧をキャプチャし、ブートストラップ・コンデンサの両端間での電圧が大幅に低下しないことを確認しています。ワーストケース時のリップル電圧波形を測定するために、インバータの最小スイッチング周波数である 4kHz を採用しました。

- チャンネル 1(青):U 相のブートストラップ電源

注: DC 結合波形を左側、AC 結合波形を右側に掲載しています。

- チャンネル 2(赤):U 相電流
- チャンネル 3(緑):U 相のローサイド PWM 信号

3.2.2.3.1 無負荷時のインバータ動作

PWM のデューティ・サイクルを 10%~90% の範囲で変更して、最大 / 最小リップル電圧をキャプチャします。

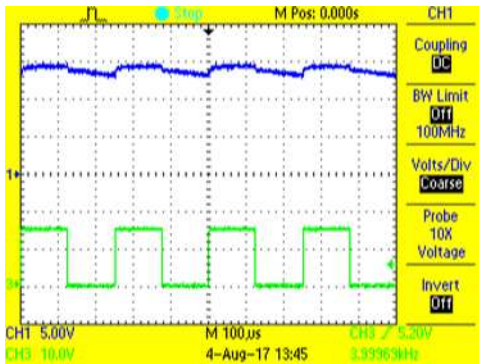


図 50. 50% デューティ・サイクル時の DC 結合

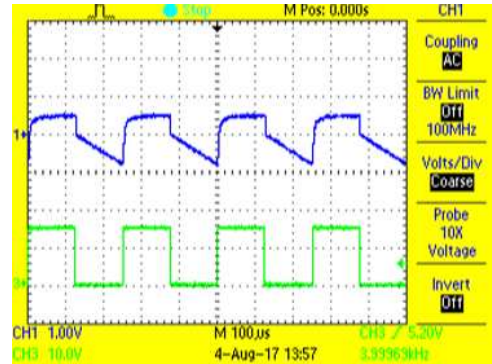


図 51. 50% デューティ・サイクル時の AC 結合

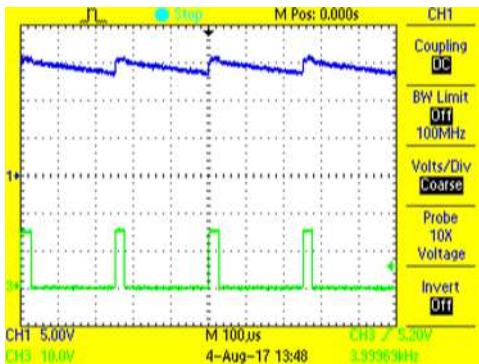


図 52. 10% デューティ・サイクル時の DC 結合

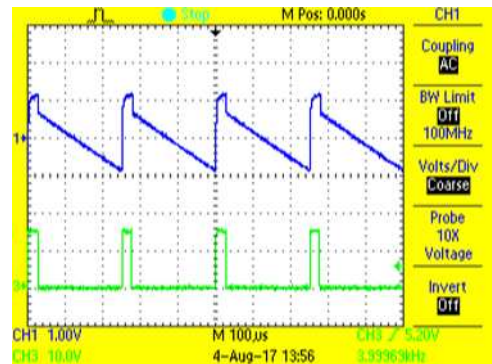


図 53. 10% デューティ・サイクル時の AC 結合

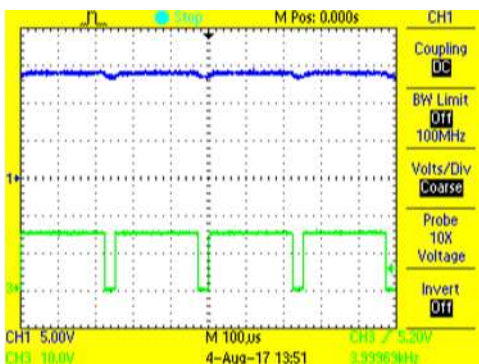


図 54. 90% デューティ・サイクル時の DC 結合

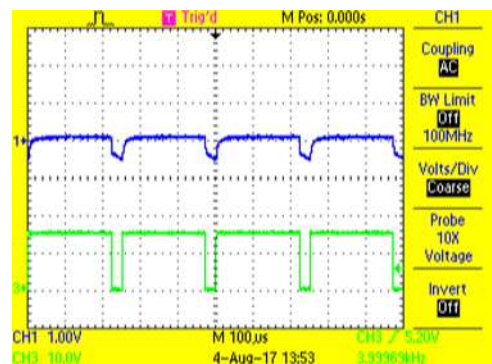


図 55. 90% デューティ・サイクル時の AC 結合

3.2.2.3.2 DC 負荷接続時のインバータの動作

図 56～図 59 に、相電流がリップル電圧に及ぼす影響を示します。

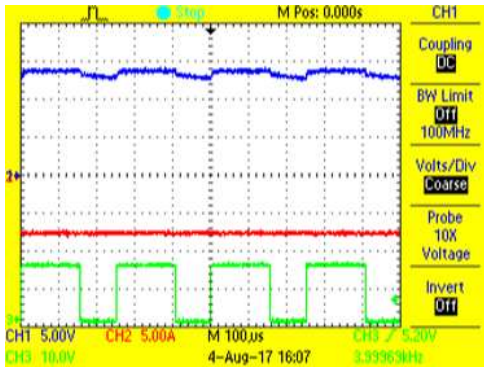


図 56. U 相に -8A の DC 電流を流したときの DC 結合

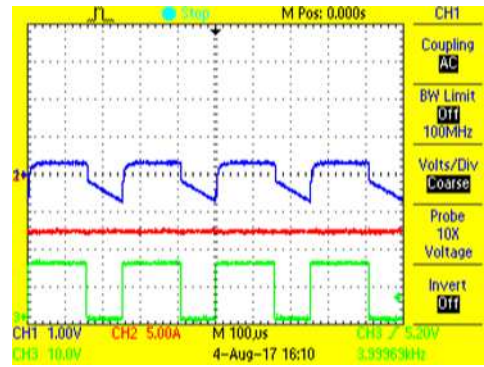


図 57. U 相に -8A の DC 電流を流したときの AC 結合

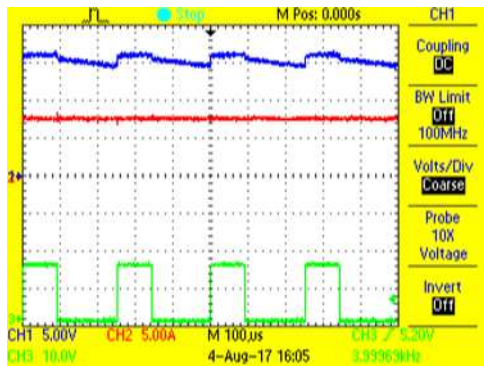


図 58. U 相に 8A の DC 電流を流したときの DC 結合

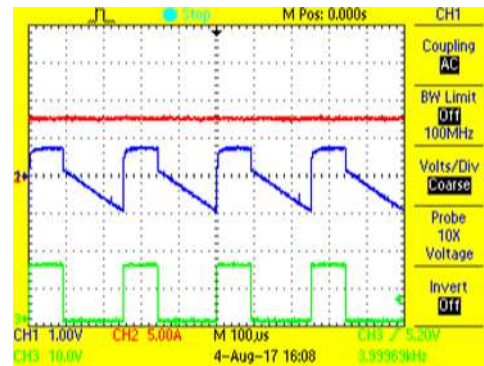


図 59. U 相に 8A の DC 電流を流したときの AC 結合

3.2.2.3.3 正弦波負荷接続時のインバータの動作

図 60 は、相電流が負になるとブートストラップ電圧が下がることを示しています。ブートストラップ・コンデンサの充電電圧から、IGBT の ON 飽和電圧が差し引かれることが原因です。電流が正になると、ブートストラップ電圧は上がります。電流が正になると、ローサイド・スイッチのフリーホイール・ダイオードが導通し、ブートストラップ・コンデンサの充電電圧に対してダイオードの順方向電圧降下が加わることが原因です。

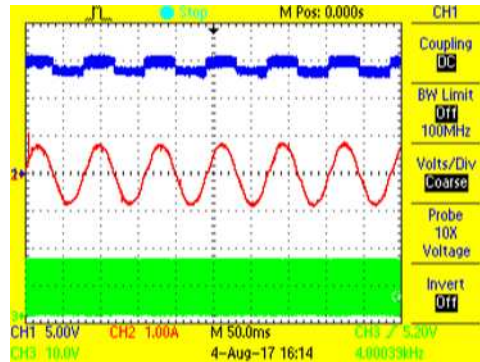


図 60. U 相に流れる正弦波電流

3.2.2.4 ハード・スイッチング条件下とソフト・スイッチング条件下でのゲートのソース/シンク電流、ゲート電圧、スイッチ・ノード電圧の波形

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。8A の正電流 (相から流れ出る電流) を使用して、ローサイド・スイッチのソフト・スイッチング動作と、ハイサイド・スイッチのハード・スイッチング動作を示します。−8A の負電流 (相に流れ込む電流) を使用して、ハイサイド・スイッチのソフト・スイッチング動作と、ローサイド・スイッチのハード・スイッチング動作を示します。どの波形でも 565V DC の DC バス電圧を使用しています。

3.2.2.4.1 ローサイド IGBT のスイッチング波形

図 61～図 64 に、ローサイド・スイッチ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(青):U 相にあるローサイド IGBT のゲート - エミッタ間電圧
- チャンネル 2(赤):U 相にあるローサイド IGBT のゲート電流

注: チャンネル 2 の波形は、ゲート抵抗の両端間で測定するので、ボルト単位で表示しています。この電圧を電流表記に変換するには、ON 電流の波形を ON 抵抗 10Ω で割り、OFF 電流の波形を OFF 抵抗 2Ω で割ります。

- チャンネル 3(緑):DC- を基準とした U 相のスイッチ・ノード

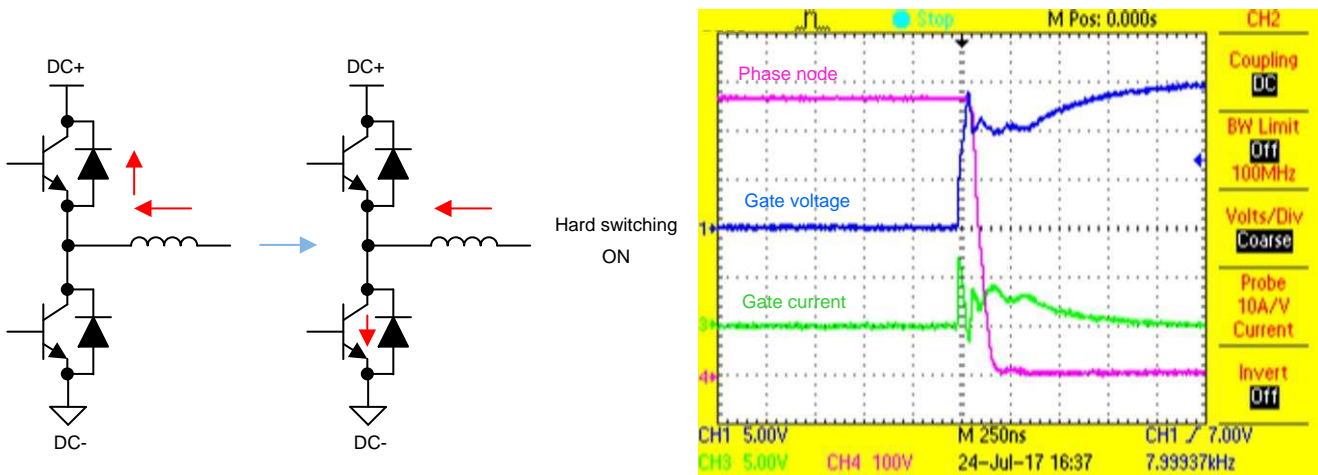


図 61. ハード・スイッチング条件下のターンオン(ローサイド)

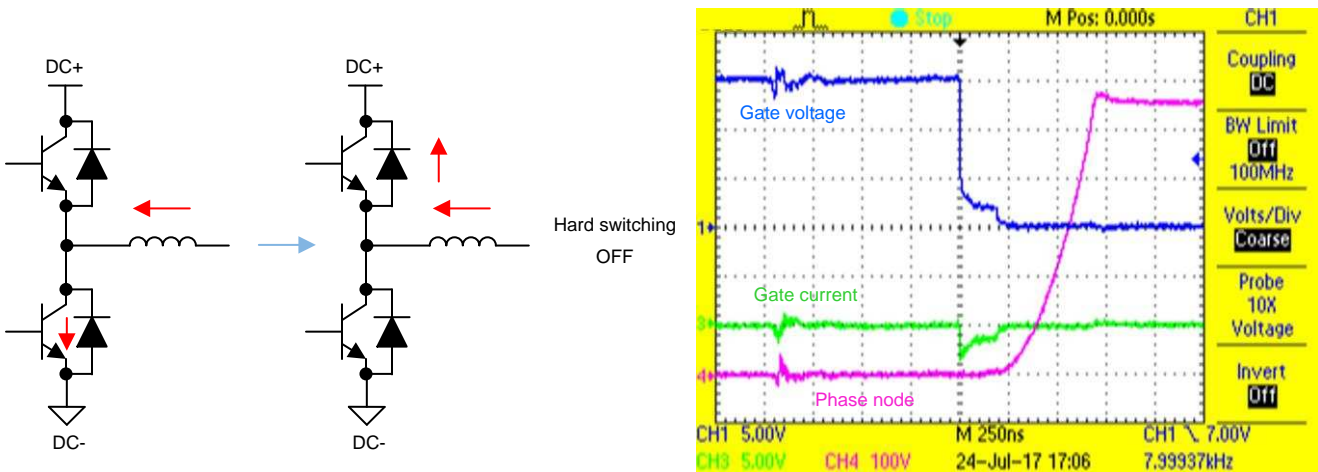


図 62. ハード・スイッチング条件下のターンオフ(ローサイド)

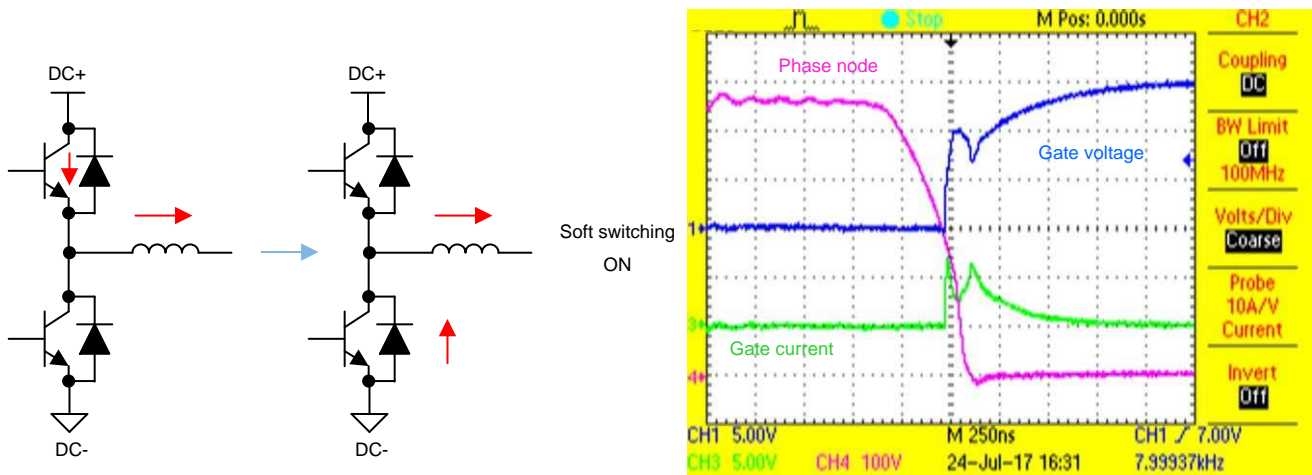


図 63. ソフト・スイッチング条件下のターンオン(ローサイド)

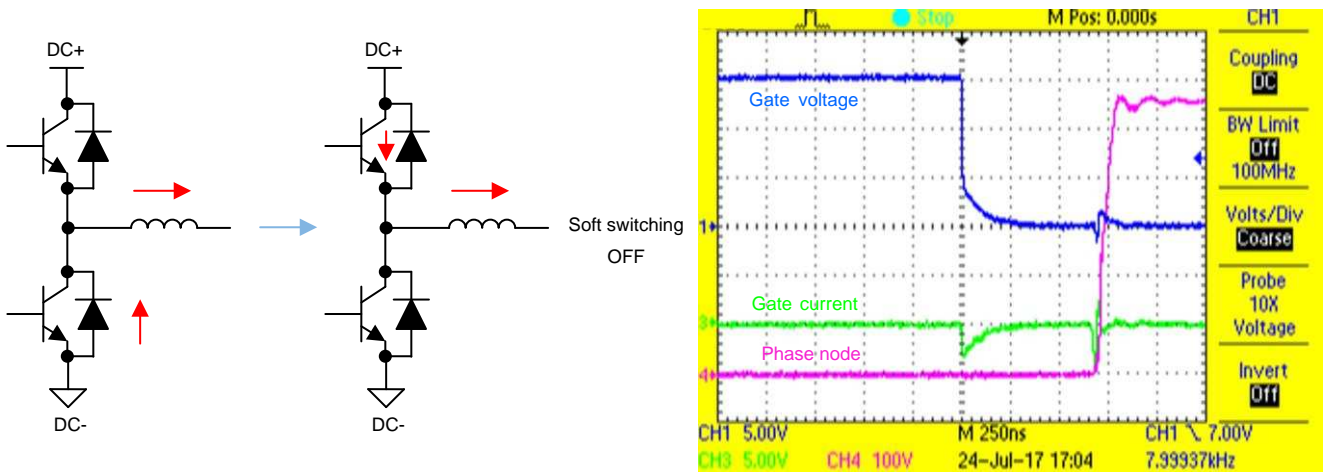


図 64. ソフト・スイッチング条件下のターンオフ(ローサイド)

3.2.2.4.2 ハイサイド IGBT のスイッチング波形

図 65～図 68 に、ハイサイド・スイッチ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(青):U 相にあるハイサイド IGBT のゲート - エミッタ間電圧
- チャンネル 2(赤):U 相にあるハイサイド IGBT のゲート電流

注: チャンネル 2 の波形は、ゲート抵抗の両端間で測定するので、ボルト単位で表示しています。この電圧を電流表記に変換するには、ON 電流の波形を ON 抵抗 10Ω で割り、OFF 電流の波形を OFF 抵抗 2Ω で割ります。

- チャンネル 3(緑):DC- を基準とした U 相のスイッチ・ノード

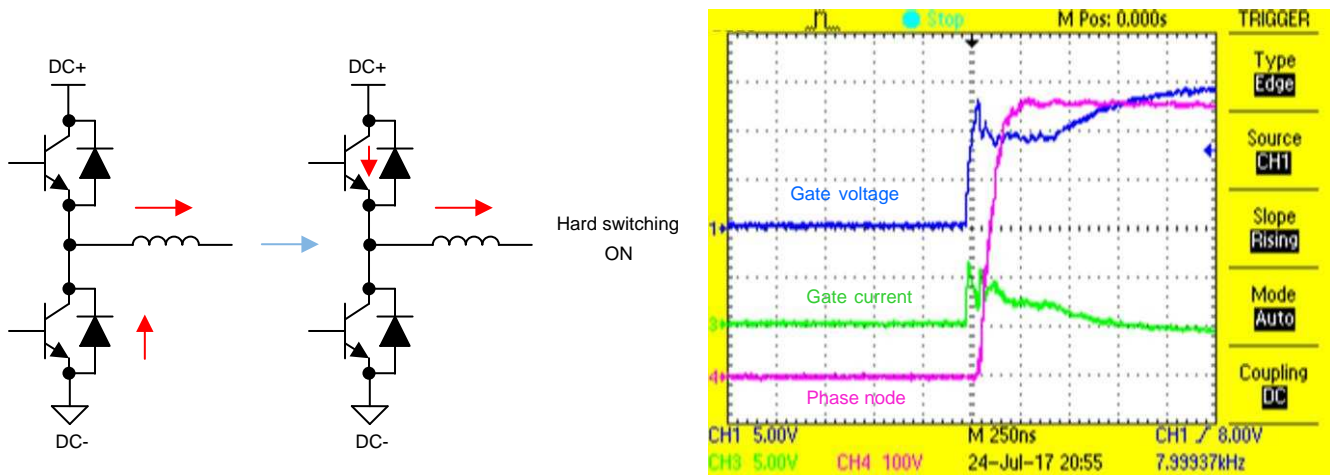


図 65. ハード・スイッチング条件下のターンオン(ハイサイド)

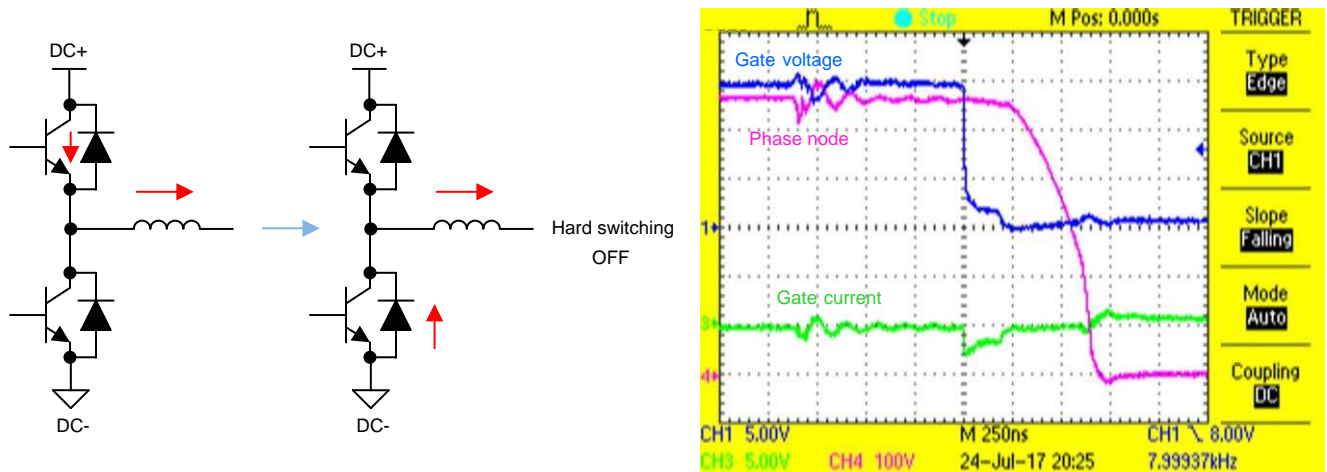


図 66. ハード・スイッチング条件下のターンオフ(ハイサイド)

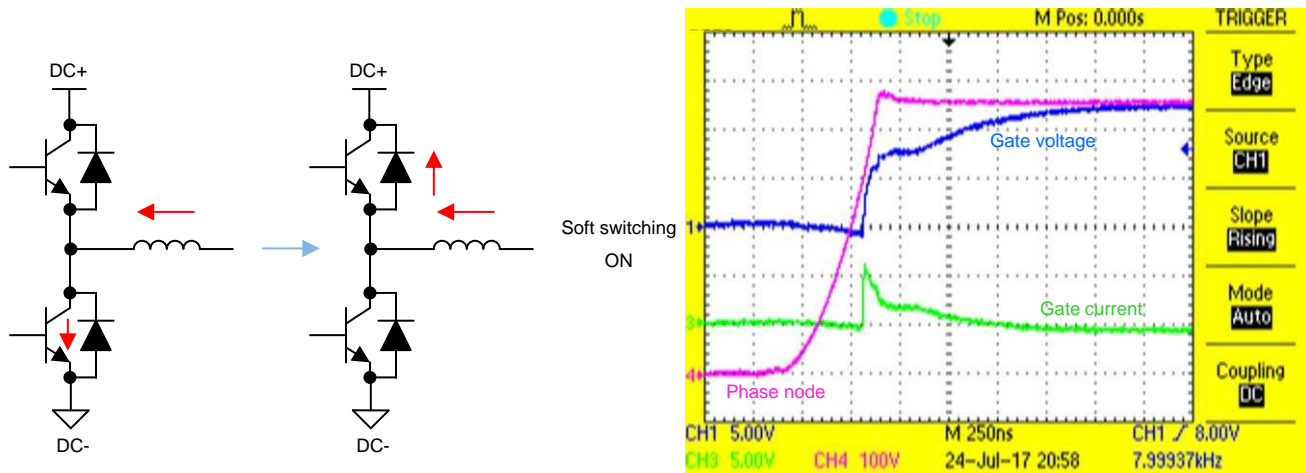


図 67. ソフト・スイッチング条件下のターンオン(ハイサイド)

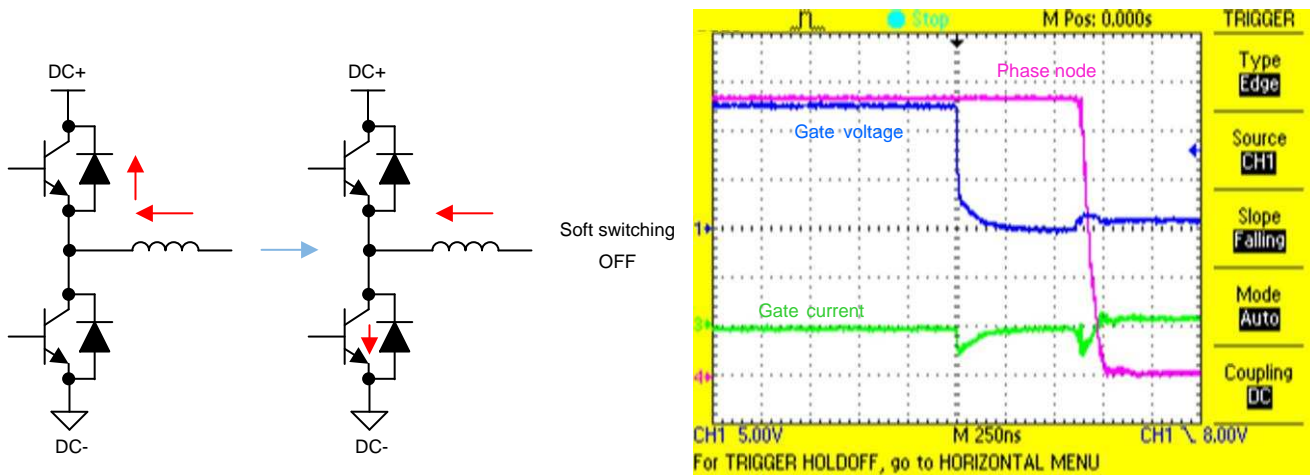


図 68. ソフト・スイッチング条件下のターンオフ(ハイサイド)

3.2.2.5 ゲート・ドライバの温度

ゲート・ドライバの温度上昇を測定するには、基板の赤外線画像を撮影します。ゲート・ドライバのスイッチングに起因する温度上昇のみをキャプチャするために、DC バス電圧をゼロにします。ゲート・ドライバのパッケージ温度の上昇が平衡状態になるように、ドライバを 16kHz (テストしたインバータの最大スイッチング周波数) で 30 分間動作させます。図 69 に、ゲート・ドライバの自己発熱がわずか 4°C 程度であることを示しています (周囲室温 22.7°C)。

注: HS_U は U 相のハイサイド・ゲート・ドライバ、LS_U は U 相のローサイド・ゲート・ドライバを意味しています (残る 2 つの相も同様)。

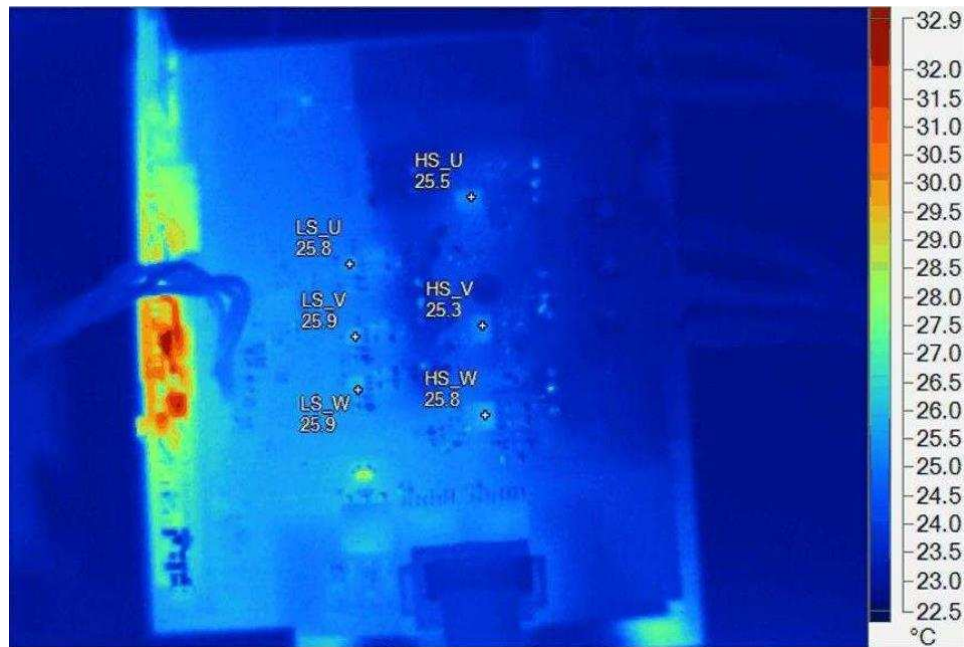


図 69. ゲート・ドライバの動作に起因する温度上昇の測定値

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-01456](#) 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-01456](#) 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

回路を適切かつ信頼性の高い方法で動作させるには、レイアウトが非常に重要です。以下にレイアウトの指針を示します。

4.3.1 強化絶縁バリア

図 70 に絶縁バリアと、グラウンドを分離した状況を示します。高温側 (高電圧の電力側) と低温側 (絶縁型の低電圧 JTAG / UART 通信) それぞれの銅パターンを、強化絶縁バリアで互いに分離してあることがわかります。幅の広いパッケージのデジタル・アイソレータを、絶縁バリアをまたぐ形で配置します。高温側の銅パターンと低温側の銅パターンの沿面距離は少なくとも 8mm 確保します。

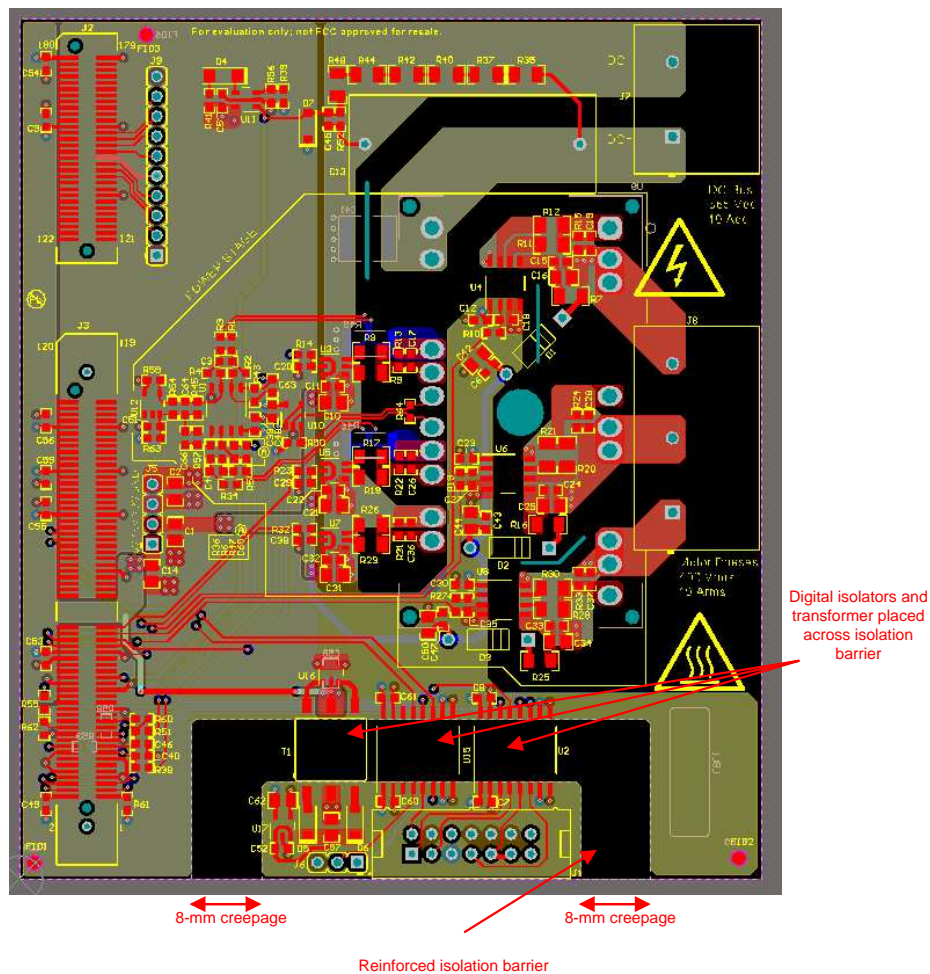


図 70. 強化絶縁バリアと沿面距離

4.3.2 ローサイド・ゲート・ドライバ

- 0.1 μ F の高周波ノイズ・デカップリング・コンデンサ C11 と 1 μ F のバルク・コンデンサ C10 を、このデバイスの電源ピンの近くに配置します。
- IGBT 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。図 71 にゲート電流のソース経路を、図 72 にゲート電流のシンク経路を示します。ゲートのパターンを太くし、IGBT のスイッチング速度の低下につながる、パターンの寄生インダクタンスを低減します。
- R14 と C20 は PWM 入力のローパス RC フィルタであり、PWM IN+ ピンの近くに配置する必要があります。

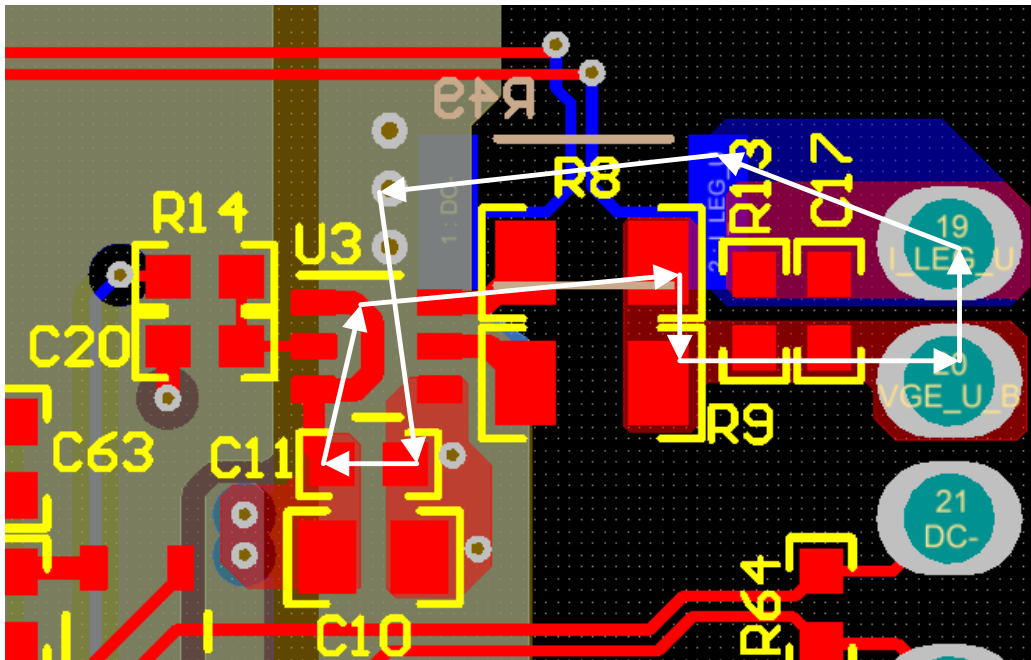


図 71. ローサイド・ゲート・ドライバのターンオン・ループ

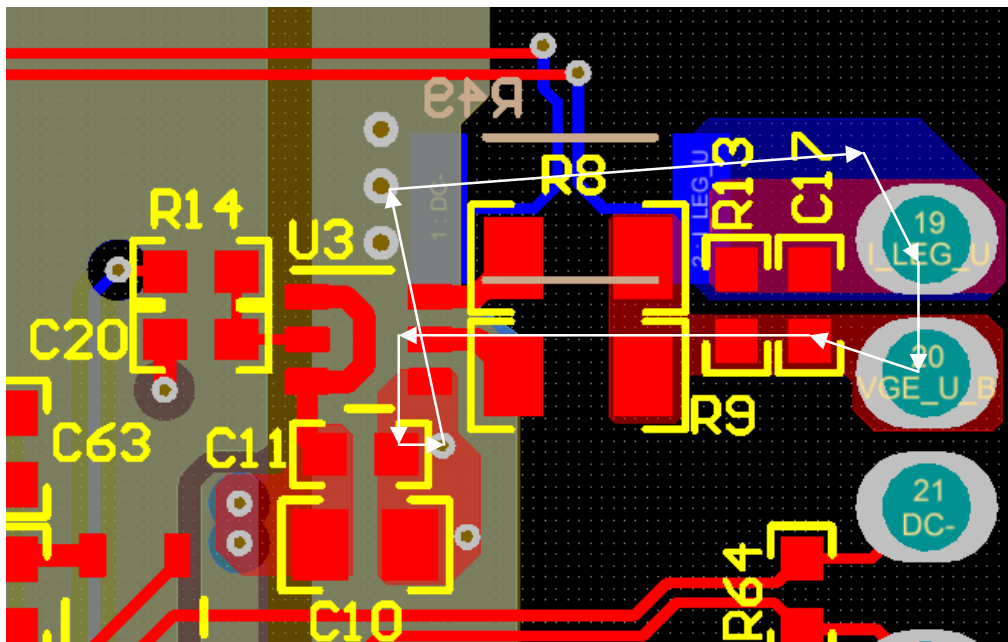


図 72. ローサイド・ゲート・ドライバのターンオフ・ループ

4.3.3 ハイサイド・ゲート・ドライバ

- 1次側に属する $0.1\mu\text{F}$ のノイズ・デカップリング・コンデンサ C23 を、1次側電源ピンの近くに配置します。
- 適切なローパス・フィルタ処理を行うために、R19 と C27 で構成される PWM 入力の RC フィルタを該当 IC の近くに配置します。
- C44 と C43 は、ブートストラップ回路のローカル 15V 向けのバルク・コンデンサを形成します。
- D2 はブートストラップ・ダイオード、R16 は突入電流制限抵抗です。
- $1\mu\text{F}$ のバルク・コンデンサ C25 と $0.1\mu\text{F}$ の高周波ノイズ・デカップリング・コンデンサ C24 は 2次側電源で使用します。これらのコンデンサは、IC の電源ピンの近くに配置してスイッチング電流ループを最小限に抑える必要があります。
- IGBT ゲートのソース / シンク電流ループ領域を最小限に抑え、パターンを太くして、寄生インダクタンスを低減します。

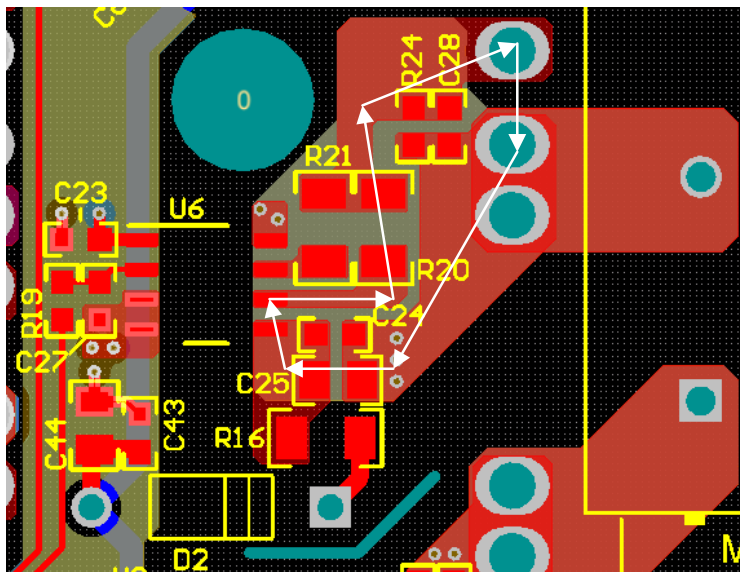


図 73. ハイサイド・ゲートのターンオン・ループ

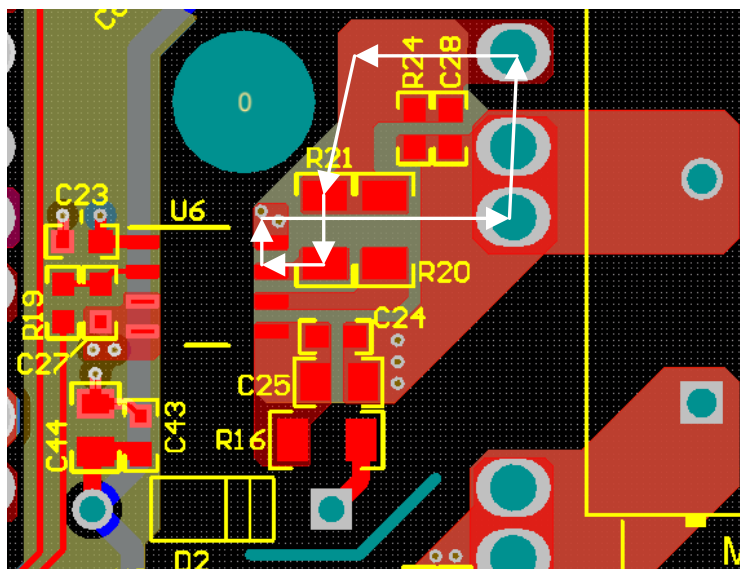


図 74. ハイサイド・ゲートのターンオフ・ループ

4.3.4 高電圧回路相互間の沿面距離と空間距離

IEC 61800-5-1 (Adjustable speed electrical power drive systems: Safety requirements – Electrical, thermal and energy) (可変速度の電力ドライブ・システム: 安全性要件 - 電気、熱、エネルギー) に従って、汚染度 2 の環境で動作する過電圧カテゴリ 3 の機器は、基本絶縁の場合、少なくとも 3mm の空間距離と 4mm の沿面距離を確保する必要があります。強化絶縁の場合、5.5mm の空間距離と、基本絶縁の 2 倍 (8mm) の沿面距離を確保する必要があります。このリファレンス・デザインは、強化絶縁を通信チャンネルに移動しています。その結果、図 75 に示すように出力段で求められる沿面距離と空間距離を短くできる利点があります。この変化は、小型で低コストの出力段につながります。4mm の沿面距離を確保できない場合は、基板内にスロット(溝)を配置して沿面距離を長くします。

電流センシングを含めたこのリファレンス・デザインの出力段のサイズは、約 65mm x 65mm です。

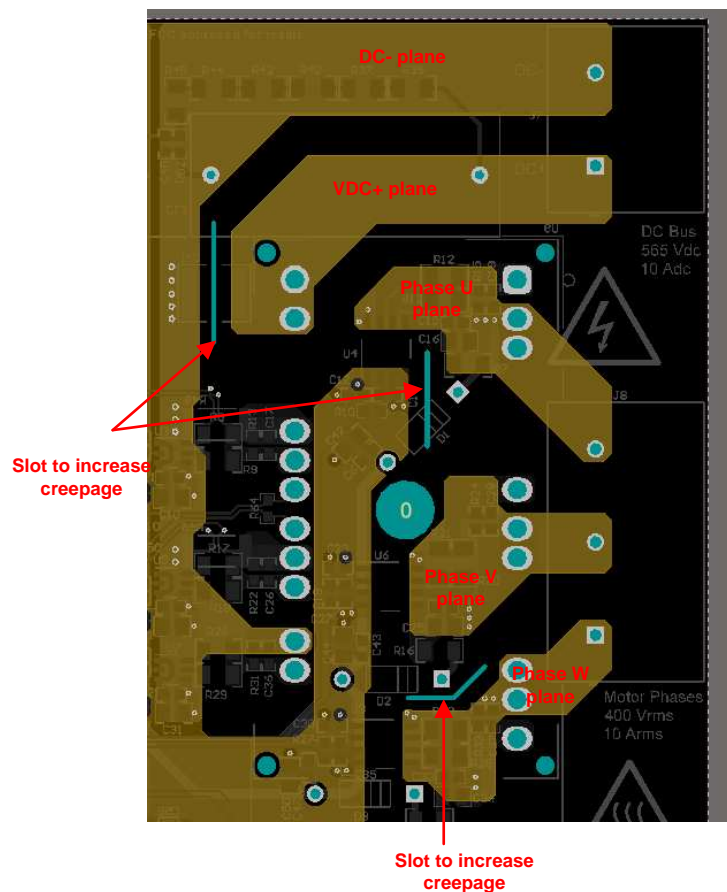


図 75. 出力段の中に存在している沿面距離と空間距離

4.3.5 レイアウト・プリント

レイヤ・プロットをダウンロードするには、[TIDA-01456](#) 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 プロジェクトファイルをダウンロードするには、[TIDA-01456](#) 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-01456](#) のデザイン・ファイルを参照してください。

4.6 組立図面

組立図面をダウンロードするには、[TIDA-01456](#) 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、『[TMS320F2833x](#)を使用する三相永久磁石同期整流モーターのセンサレスフィールドオリエンテッドコントロール』、アプリケーション・レポート (SPRABQ4)
2. テキサス・インスツルメンツ、『[小型デルタ・シグマ変調器搭載、強化絶縁型位相電流検知のリファレンス・デザイン](#)』、TIDA-00914 設計ガイド (TIDUD07)
3. テキサス・インスツルメンツ、『[電流、電圧、温度保護機能搭載、強化絶縁型三相インバータのリファレンス・デザイン](#)』、TIDA-00366 設計ガイド (TIDUBX1)
4. テキサス・インスツルメンツ、『[三相インバータシステム用絶縁型IGBTゲート・ドライバ評価プラットフォームのリファレンス・デザイン](#)』、TIDA-00195 設計ガイド (TIDUA15)
5. Semikron、『[Technical Explanation SEMITOP®](#)』

5.1 商標

C2000, Delfino are trademarks of Texas Instruments.
SEMITOP is a registered trademark of SEMIKRON ELEKTRONIK GMBH and CO. KG.
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。

6 用語

IGBT— 絶縁型ゲート・バイポーラ・トランジスタ (Insulated gate bipolar transistor)

ACIM— AC 誘導モーター (AC induction motor)

PWM— パルス幅変調 (Pulse width modulation)

UVLO— 低電圧ロックアウト (誤動作防止) (Undervoltage lockout)

DNP— 未実装 (Do not populate)

NTC— 負の温度係数 (Negative temperature coefficient)

7 著者について

PAWAN NAYAK (パワン・ナヤック) はテキサス・インスツルメンツのシステム・エンジニアであり、産業システム向けモーター・ドライブのリファレンス・デザイン開発を担当しています。

7.1 謝辞

著者は、設計、テスト、資料作成に際して、**MARTIN STAEBLER** (マーティン・ステーブラー) と **NELSON ALEXANDER** (ネルソン・アレクサンダー) の両名が果たした多大な貢献に感謝の意を表します。

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 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