

デザイン・ガイド: TIDA-00915

統合ドライブ向け、3相、1.25kW、200VAC、小フォーム・ファクタ、GaN インバータのリファレンス・デザイン

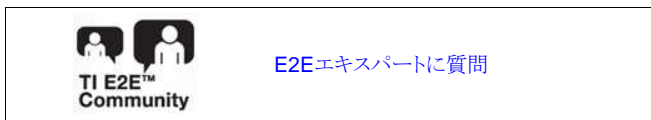


概要

このリファレンス・デザインは、定格連続電力が 1.25kW (周囲温度 50°C)、550W (周囲温度 85°C) の AC 200V サーボ・モータ駆動用の 3 相インバータです。このリファレンス・デザインは、放熱効率を高めるために内蔵 FET とゲート・ドライバを 1.95mm の絶縁金属基板 (IMS) ボードに取り付けた LMG3411R150 600V 窒化ガリウム (GaN) パワー・モジュールを採用しています。絶縁回路と制御回路を個別の FR-4 基板に実装しており、ヒートシンク、制御段、絶縁段、電力段を含めたリファレンス・デザインの寸法は 80mm x 46mm x 37mm です。この極小フォーム・ファクタは、自然対流ファンレス冷却と相まって、ドライブとモータの統合を容易にし、ロボットや CNC 工作機械などの 6 軸モータ・アプリケーションに必要なキャビネット・スペースを最大 50% 低減し、ケーブル長を最大 90m 短縮します。

リソース

- TIDA-00915 デザイン・フォルダ
- LMG3411R150 プロダクト・フォルダ
- ISO7721 プロダクト・フォルダ
- TL431 プロダクト・フォルダ
- TLV1117 プロダクト・フォルダ
- SN74AHC1G08 プロダクト・フォルダ
- SN74LVC1G11 プロダクト・フォルダ
- TMDSCNCD280049C ツール・フォルダ

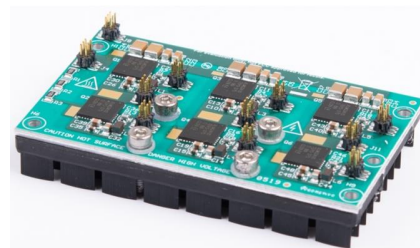
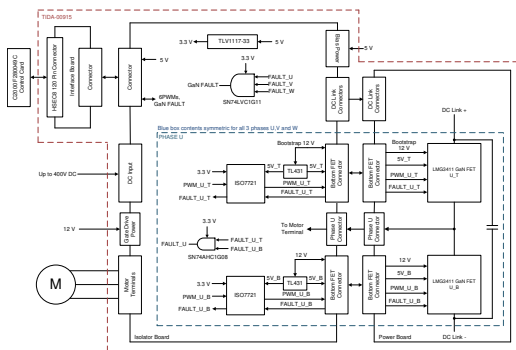
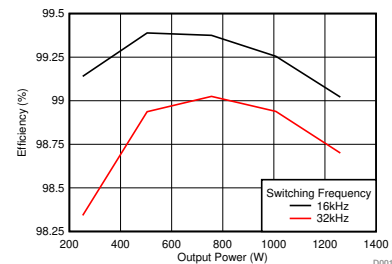


特長

- 600V、6A の LMG3411R150 GaN を使用すると、周囲温度 50°C時に最大 1.25kW を供給し 150W/立方インチ (9.15W/cm³) の電力密度を達成できるほか、周囲温度 85°C時に最大 550W を供給できます。
- 極小フォーム・ファクタと自然対流ファンレス冷却により、ドライブとモータを簡単に統合して占有面積と配線コストを低減
- 5ns 未満の非常に高速なスイッチング遷移時間と、スイッチ・ノード電圧リングの最小化により、EMI が減少
- 高効率の電力段 (32kHz PWM 時に 99% 超のピーク効率) により、ヒートシンクのサイズを低減
- ゲートの低電圧、デバイスの過電流、過熱から保護

アプリケーション

- モータ統合ドライブ
- サーボ・ドライブ
- CNC 工作機械
- ロボット





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

インダストリー 4.0 がもたらすさまざまな課題は、製造装置の小型化による据え付け面積の節約や、装置の設置と運用に要する時間の短縮を必要とします。モータとドライブは製造業の要であり、製造環境ではかなりのスペースを占有しています。

より高い効率と小さい占有面積による自動化の推進が求められる中で、モータ統合ドライブのニーズが高まっています。ドライブとモータの統合には、次の 2 つの利点があります。

1. ドライブとモータを一体化するため、据え付け面積を節約できる
2. モータとドライブを接続する長いケーブルが不要になる

特に高度な製造業の多軸システムの場合、配線には高価で複雑なプロセスを伴う可能性があります。また、ケーブル故障のトラブルシューティングは面倒であり、ダウンタイムの増加と生産性の損失につながります。ドライブとモータを統合すれば、配線の問題を解消し据え付け面積も節約できるため、多大なメリットを得ることができます。

ドライブとモータの統合における主な課題は熱設計です。ドライブの部品は高い周囲温度にさらされ、冷却性能は限られています。ドライブには、高い周囲温度と限られた冷却性能で、定格電力を供給する能力が必要です。そのため、ドライブ・インバータでの損失は厳しく制限され、したがって高効率のドライブが必要です。

従来型の IGBT を使用したインバータ・ドライブでは、ダイオードの逆方向回復と低速なスルーレートにより IGBT での損失が大きいため、モータを簡単には統合できません。これらのスイッチング損失は、より大型のヒートシンクまたは強制空冷/液冷を必要とします。どちらにしてもモータとの統合は不可能です。この問題の解決策は GaN (窒化ガリウム) FET を使用することです。GaN FET はスイッチング損失が大幅に小さいため、IGBT より厳しい状況で動作できます。表 1 に、従来型の Si-IGBT、FET に対する TI の GaN FET モジュールの利点を示します。

表 1. シリコン MOSFET と TI の GaN FET (HEMT) の比較

パラメータ	Si-FET	TI の GaN (HEMT)	備考
素子構造	縦型	横型	TI の GaN FET とドライブは同一パッケージに封止されているので、寄生インダクタンスが小さくなり、スイッチング性能の最適化につながります。
単位面積当たりの $R_{DS(on)}$	10mΩ-cm ² 超	横型 5~8mΩ-cm ²	導通損失が小さい
出力電荷量 Q_{OSS}	約 25nC	約 5nC	スイッチングの高速化、スイッチング周波数の増加、スイッチング損失の低減を実現します。
逆方向回復 Q_{RR}	約 2~15μC-Ω	—	逆方向回復がゼロであるため、効率的なハーフブリッジ・インバータを実現し、ハード・スイッチングの際にリングングを低減または抑制します。

GaN FET は、シリコン IGBT よりはるかに高速にスイッチングできるため、スイッチング損失を低減できる可能性があります。ただし、スルーレートが高い場合、パッケージ・タイプによっては GaN FET のスイッチング性能に制限が課される可能性もあります。GaN FET とドライブを同一パッケージに統合しているため、寄生インダクタンスが小さくなり、スイッチング性能の最適化につながります。ターンオン/ターンオフ時のリングングがほとんど発生しない高速スイッチングを実現し、EMI (電磁干渉) を低減します。詳細については、『[GaN FET module performance advantage over silicon](#)』ホワイト・ペーパー (英語) を参照してください。

低消費電力は、サーボ・ドライブと統合ドライブに恩恵をもたらします。サーボ・ドライブの場合、低消費電力はフォーム・ファクタの小型化につながります。統合ドライブの場合、駆動回路はモータ・ハブの内部に実装され、インバータはモータ・フレームをヒートシンクとして使用します。この場合インバータは、自然対流ファンレス冷却によって、より高い周囲温度で動作する必要があります。低消費電力の特性を実現している場合、組み込みドライブのインバータは同じ動作温度を維持したまま、より多くの電力を供給できます。

TIDA-00915 リファレンス・デザインは、AC 200V モータを駆動するための 1.25kW、3 相インバータです。このリファレンス・デザインは、内蔵 FET、ゲート・ドライバ、保護回路を備えた 600V の LMG3411R150 GaN パワー・モジュールを採用しています。TIDA-00915 リファレンス・デザインは、マイクロコントローラと電力段の間に必要な絶縁機能を備えています。このリファレンス・デザインは、GaN の故障を示すためのアクティブ LOW 信号も生成します。TIDA-00915 は、インターフェイス基板を経由した C2000™ F280049C 制御カードへのインターフェイスをサポートしています。

1.1 主なシステム仕様

表 2. 主なシステム仕様

パラメータ	仕様
DC リンク電圧	300V (200~400V)
出力電圧	3 相 AC 200V
出力電流*	3.5A _{RMS} 連続 (50°C時)、1.5A _{RMS} 連続 (85°C時)
周囲温度	85°C (最大値)
出力電力 (公称値)*	1.25kW (50°C時)、550W (85°C時)
スルーレート	50V/ns (無負荷時)
PWM スwitchング周波数	最高 32kHz (85°C時)、最高 100kHz (室温時)
PWM デッドバンド	100ns、負荷電流に基づくアダプティブ・デッドタイム制御によりさらなる効率向上が可能
効率	99.3% 超のピーク効率 (16kHz 時)
保護	ゲート・ドライブ電源の UVLO 保護 (8.5V) サイクル単位の過電流保護 (30A) 過熱保護 (165°C)
ホスト・コントローラ・インターフェイス	3.3V I/O は次の信号に対応: <ul style="list-style-type: none"> • 3 相インバータ向け PWM 信号 × 6 • GaN フォルト信号 × 1
電力 PCB フォーム・ファクタ	80mm × 46mm × 1.95mm 2 層 IMS
アイソレータ PCB フォーム・ファクタ	80mm × 46mm × 0.8mm 4 層 FR-4

* - 最大値は熱システム設計に依存します。GaN モジュールは 6A_{RMS} の連続電流を供給できます。

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 1 に、TIDA-00915 リファレンス・デザインの詳細なシステム・ブロック図を示します。このリファレンス・デザインは、3 つの独立した PCB (電力基板、アイソレータ基板、インターフェイス基板) から成ります。

電力基板は、600V、6A の LMG3411R150 GaN パワー・モジュールを 6 つ使用した 2 層の 1.95mm 絶縁金属基板 (IMS) PCB です。電力基板は 6 ピン・コネクタを経由してアイソレータ基板から DC リンク電力と PWM 信号を受け取ります。そして同様のコネクタを経由して、電力基板からアイソレータ基板に相電流とフォルト信号が送信されます。

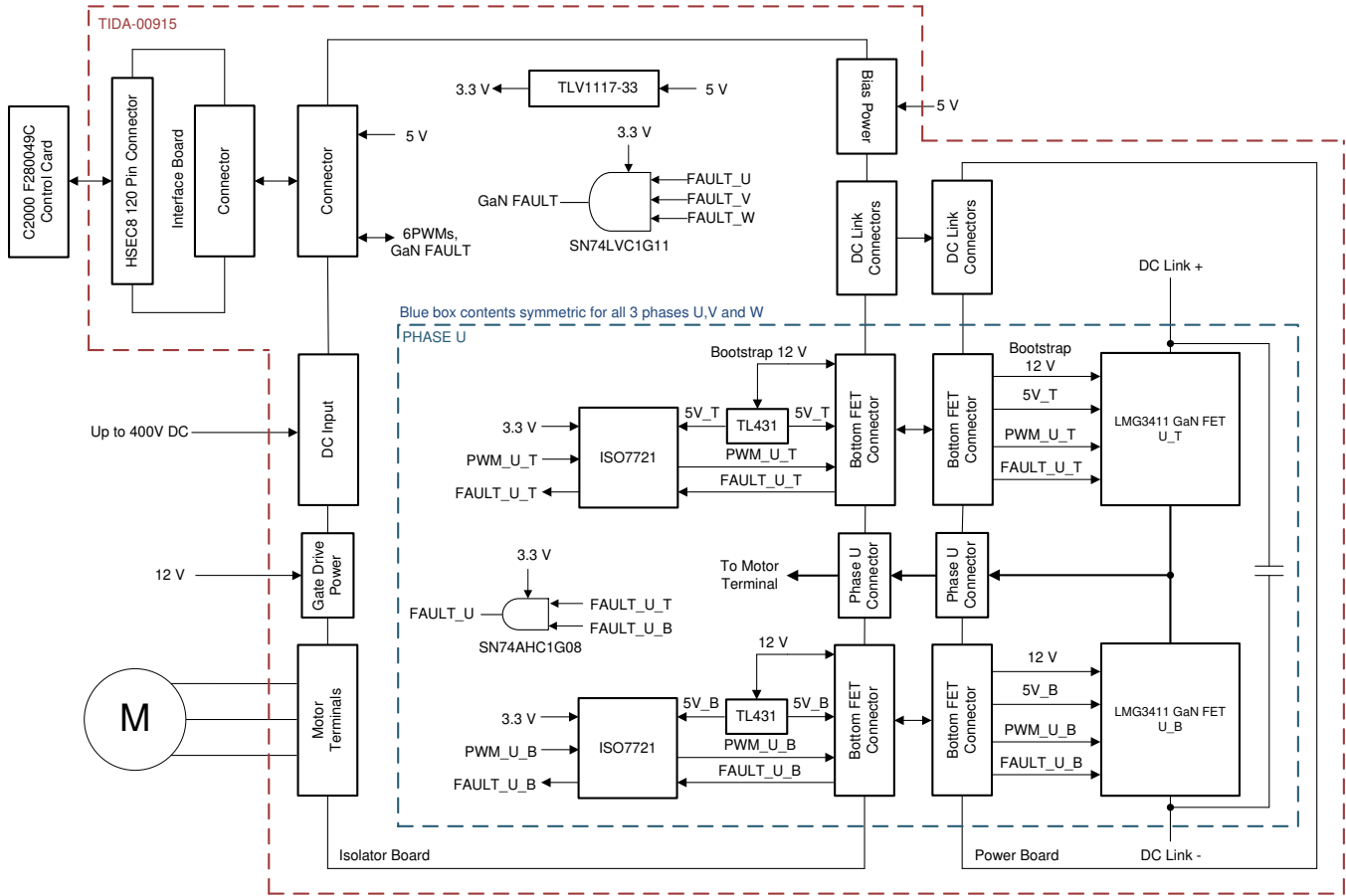
アイソレータ基板は、PWM およびフォルト信号を転送するための、マイクロコントローラと電力段の間を絶縁する 6 つの ISO7721F デジタル・アイソレータで構成される 4 層 0.8mm FR-4 PCB です。また、6 つの GaN パワー・モジュールからのアクティブ LOW フォルト信号を 1 つのアクティブ LOW GaN フォルト信号にまとめるためのロジック回路 (SN74AHC1G08、SN74LVC1G11) も内蔵しています。アイソレータ基板には、すべての入出力端子 (DC リンク入力、ゲート・ドライブ電源用 12V 入力、制御およびロジック回路用 5V 入力、モータ接続用 3 端子出力) が実装されています。

12V ゲート・ドライブ電源は、下側の 3 つの GaN モジュールにバイアスを印加します。上側の GaN モジュールには、12V 入力から生成された 3 つの独立したブートストラップ・レールを使用してバイアスを印加します。アイソレータのハイサイド V_{DD} と GaN 低消費電力モード・プルアップ用の 5V は、TL431 デバイスを電圧レギュレータ・モードで使用して各 GaN モジュールにバイアス印加する 12V (12V 入力またはブートストラップ・レール) から生成されます。5V 入力は、LDO TLV1117 を使用してアイソレータのローサイド V_{DD} とロジック回路のための 3.3V に変換されます。アイソレータ基板は 14 ピン・コネクタを介してインターフェイス基板に接続され、6 つの PWM 信号、1 つに結合された GaN フォルト信号、5V 電源がこのコネクタを介してインターフェイス基板に送られます。

インターフェイス基板は、120 ピン HSEC8 コネクタを介して C2000 TMDSCNCD280049C 制御カードに接続する 4 層 0.8mm FR-4 PCB です。C2000 制御カードは、電圧ベクトルの周波数と振幅を制御できる回転電圧ベクトルを生成するためのシンプルな空間ベクトル変調 PWM を実装しており、GaN フォルト信号も監視します。

TIDA-00915 の 3 相インバータの DC リンク入力には、DC 200~400V の電圧を入力できます。DC 入力電圧の公称値は DC 300V です。GaN モジュールは、ゲート・ドライブ入力の UVLO (低電圧誤動作防止)、過電流保護、過熱保護の各機能を内蔵しています。

図 1. TIDA-00915 のブロック図



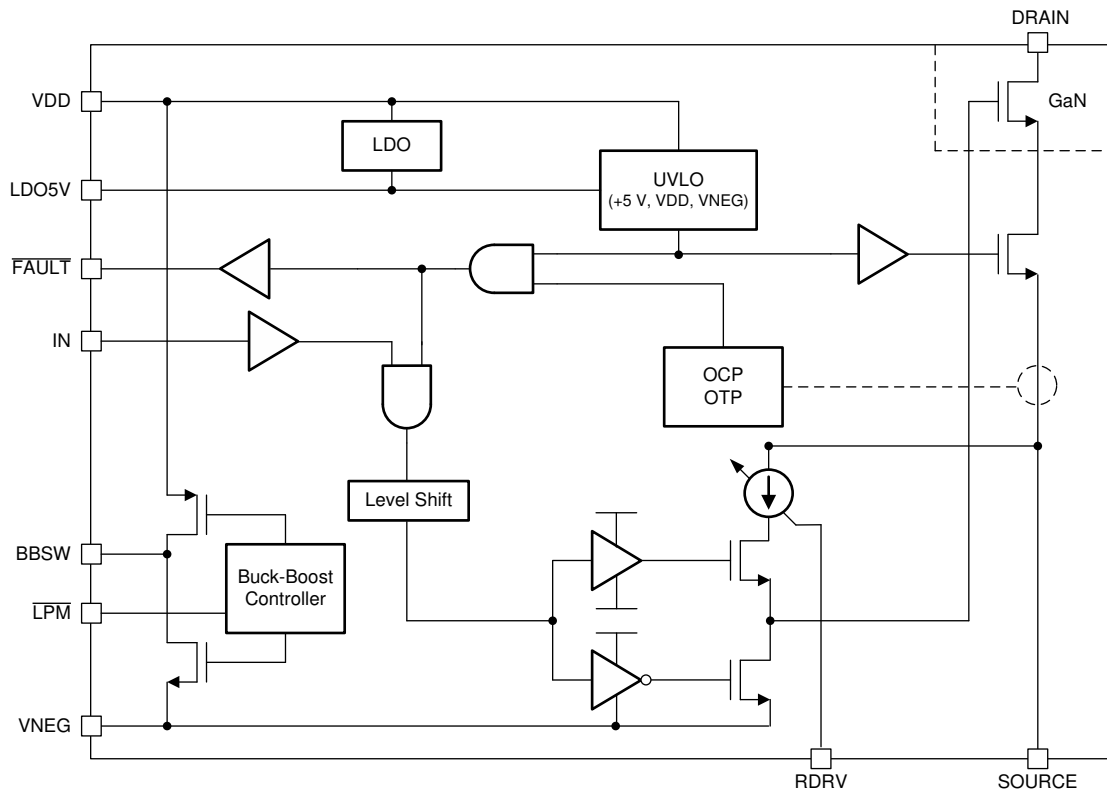
2.2 主な使用製品

2.2.1 LMG3411R150

ドライブおよび保護機能を内蔵した LMG3411R150 GaN 電力段を使うと、設計者はパワー・エレクトロニクス・システムにおいて、比類ない電力密度と効率を実現できます。シリコン MOSFET に対する LMG3411 の本質的な利点として、入力および出力容量が非常に小さく、逆方向回復が 0 であるためスイッチング損失を 80% も低減でき、スイッチ・ノードのリングングが小さいため EMI が減少することがあります。

LMG3411R150 デバイスは、電源の設計を単純化し、信頼性を最大化し、性能を最適化するための一連の独自機能を組み込んでいるため、従来型のカスコード GaN およびスタンドアロン GaN FET に対する高性能な代替手段として利用できます。内蔵ゲート・ドライブは Vds リンギングがほぼ 0 の 100V/ns のスイッチングを可能にし、100ns 未満の電流制限により予期せぬ貫通電流イベントに対して自己保護を行います。過熱シャットダウンは熱暴走を防止し、システム・インターフェイス信号は自己監視機能を提供します。

図 2. LMG3411R150 の機能ブロック図

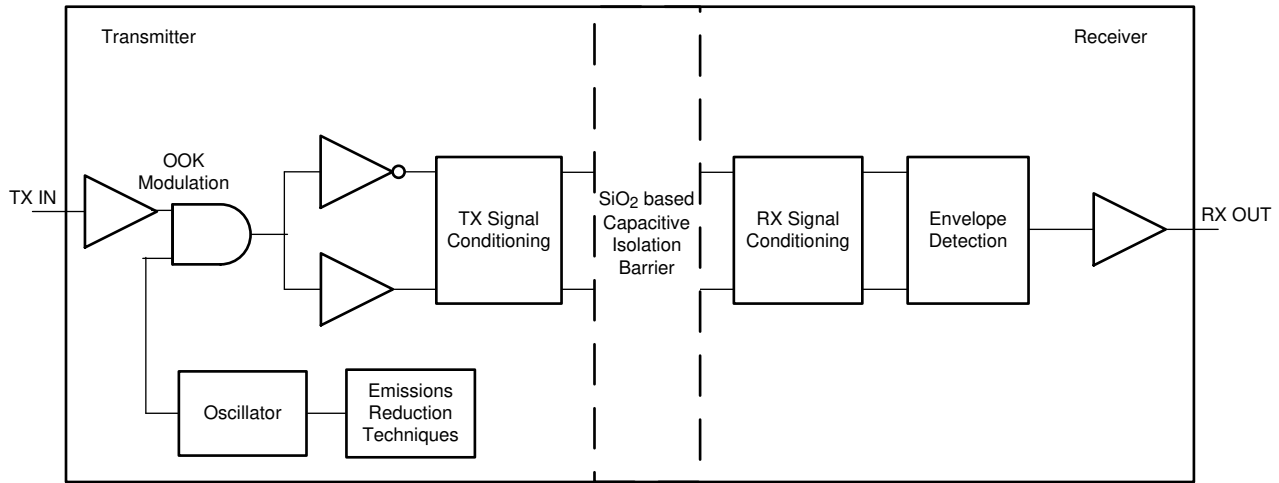


2.2.2 ISO7721

ISO7721x デバイスは、UL 1577 に準拠した $3000V_{RMS}$ (D パッケージ) の絶縁定格を持つ高性能 2 チャンネル・デジタル・アイソレータです。これらのデバイスは VDE、TUV、CSA、CQC の認定も受けています。

ISO7721x デバイスは、CMOS または LVCMOS デジタル I/O を絶縁しながら、低消費電力で高い電磁気耐性と低い放射を実現します。各絶縁チャンネルは、二酸化ケイ素 (SiO₂) の二重の容量性絶縁バリアで分離されたロジック入力および出力バッファを備えています。ISO7721x デバイスには、順方向と逆方向のチャンネルがあります。入力電力または入力信号が失われた場合のデフォルト出力は、接尾辞 F のないデバイスでは HIGH、接尾辞 F のあるデバイスでは LOW です。

図 3. ISO7721 の機能ブロック図

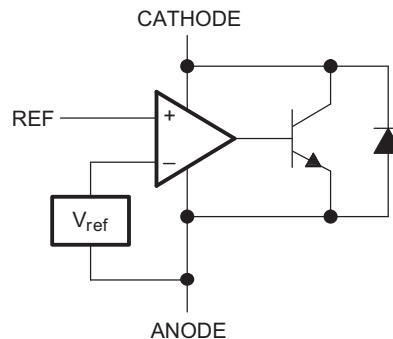


2.2.3 TL431

TL431 および TL432 デバイスは 3 端子の可変シャント・レギュレータであり、該当する車載、民生、軍事用温度範囲全体にわたって熱的な安定性が規定されています。出力電圧は、2 つの外付け抵抗を使用して V_{ref} (約 2.5V) と 36V の間の任意の値に設定できます。

TL431 デバイスは、初期公差 (25°C時) が 0.5% の B グレード、1% の A グレード、2% の標準グレードという 3 つのグレードで提供しています。さらに、温度に対する出力ドリフトが小さいため、温度範囲全体にわたって安定性が優れています。

図 4. TL431 の機能ブロック図



2.2.4 TLV1117

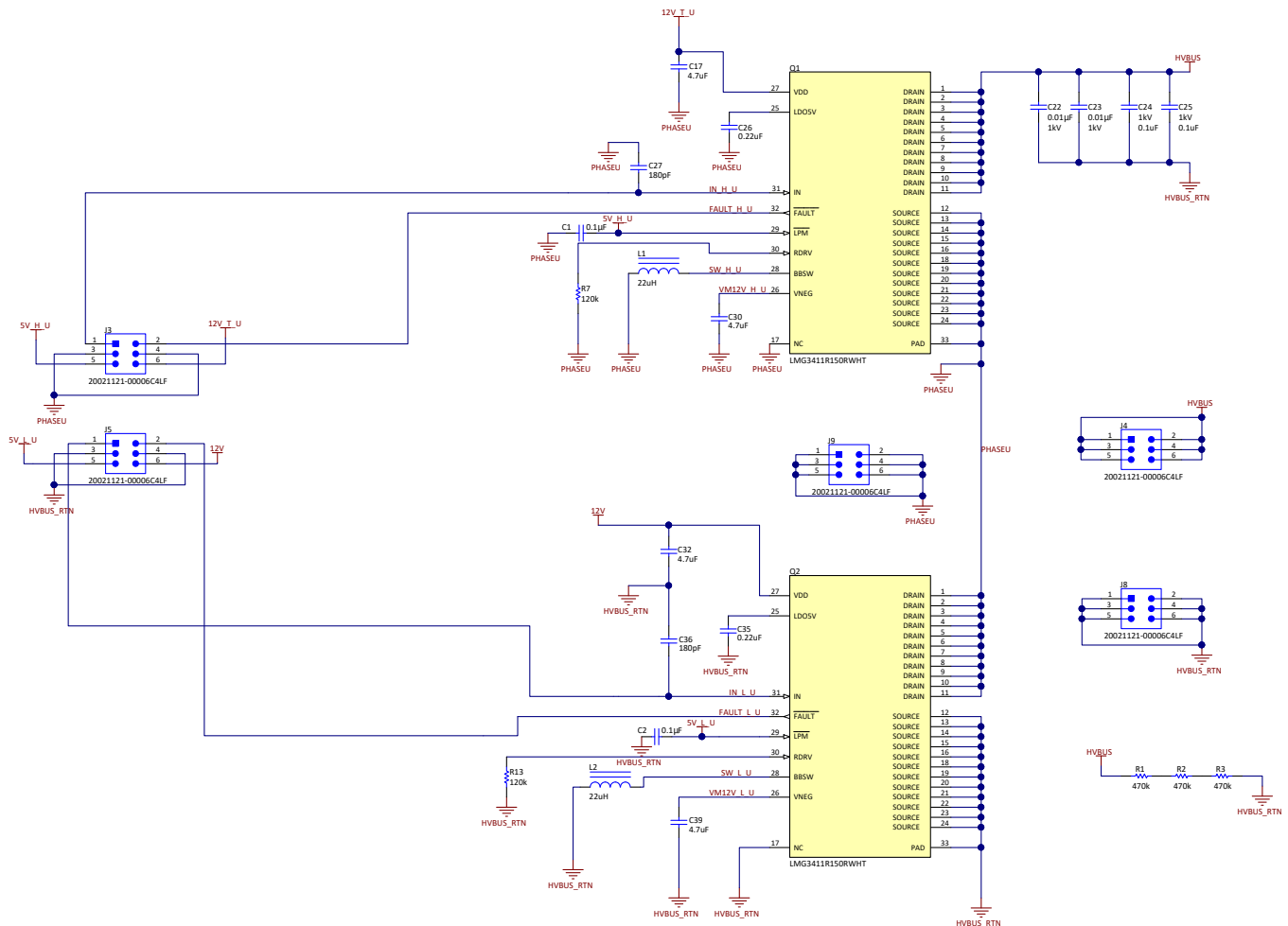
TLV1117 は、最大 800mA の出力電流を供給するように設計された低ドロップアウトの正電圧レギュレータであり、出力電圧は 1.5V、1.8V、2.5V、3.3V、5V、および可変から選択できます。内部回路はいずれも、最小 1V の入出力電圧差で動作するように設計されています。800mA 時に最大 1.3V のドロップアウト電圧が規定されており、負荷電流が減少するとドロップアウト電圧も小さくなります。TLV1117 は、ESR 値が 0.2~10Ω のタンタル/アルミ電解出力コンデンサを使用する場合に安定するように設計されています。出力電流の最大 10% が静止電流として無駄になる PNP 型レギュレータとは異なり、TLV1117 の静止電流は負荷に流れ込むので、効率が向上します。

2.3 システム設計理論

2.3.1 3相 GaN インバータの電力段

3相 GaN インバータは6つの LMG3411R150 GaN モジュールで構成されています。図 5 に、電力基板に搭載した 3相 GaN インバータのハーフ・ブリッジ 1つと DC リンク・コネクタ J4 および J8 を示します。DC リンク電力がオフになると、ブリーダ抵抗 R1~R3 を使用してバイパス・コンデンサを放電します。

図 5. GaN インバータ・ハーフ・ブリッジ回路図



2.3.1.1 バイパス・コンデンサ

各ハーフ・ブリッジは高電圧 (1kV) のセラミック・バイパス・コンデンサ (図 5 の C22~C25) を備えており、ハーフ・ブリッジ当たりの総容量は 0.22 μ F です。これらのバイパス・コンデンサは、スイッチング・イベント中のハーフ・ブリッジの高周波電流を処理します。通常、最終機器の AC/DC 整流後に配置されるバルク・コンデンサは、このリファレンス・デザインには含まれません。GaN インバータを使用する最終システムでは、AC メイン電源から動作するときに電圧変動を抑えるために、このようなコンデンサを配置する必要があります。ただし、ラボ・テストの場合、十分レギュレートされた高電圧電源から DC リンクに電力を供給するため、このことは重視されません。

2.3.1.2 インバータのピーク電力能力

LMG3411R150 デバイスは、125°Cの接合部温度で最大 $6A_{RMS}$ の連続電流を供給できます。動作中に $6A_{RMS}$ という値を上回らないようにする必要があります。 $6A_{RMS}$ は、TIDA-00915 の断続電流の最大定格です。インバータの連続電流能力 ($6A_{RMS}$ 以下) は熱設計で決まります。GaN インバータのピーク電力能力 (P_{PEAK}) は、3 相出力電圧 (V_{OUT}) が $200V_{RMS}$ でユニティ力率 (PF) と仮定した場合、式 1 で求められます。

$$P_{PEAK} = \sqrt{3} \times V_{OUT} \times I_{OUT} \times PF = \sqrt{3} \times 200 \times 6 \times 1 = 2078 \text{ W} \quad (1)$$

P_{PEAK} は、GaN インバータが処理できる絶対最大電力であり、GaN インバータの定格連続電力は熱設計とピーク周囲温度で決まります。

2.3.1.3 電力段のハーフブリッジ

電力段は同一のハーフブリッジ 3 つで構成されます。図 5 に、そのうちの 1 つを示します。図 5 の C17 と C32 は、GaN モジュールへの 12V V_{DD} 電源用バルク・コンデンサです。C17 は上側の FET、すなわち事実上ブートストラップ・コンデンサに相当し、正しく動作させるには適切な容量を選ぶ必要があります。ブートストラップ回路の設計については、2.3.1.5 で詳述します。本 GaN モジュールは、ゲート・ドライブが使用する 12V 負電源 (-12V) レールも内蔵スイッチング・レギュレータを使用して生成します。L1 と C30、L2 と C39 はこのレギュレータの受動部品です。また本 GaN モジュールは、レギュレートされた 5V を内蔵 LDO を使用して生成します。C26 と C35 はこのレギュレートされた 5V のためのデカップリング・コンデンサです。本 GaN モジュールの RDRV ピンはドレイン・スルーレートを設定するために使用します。39k Ω の値を使用すると、無負荷スイッチング・ノードでのドレイン・スルーレートは 50V/ns に設定されます。ドレイン・スルーレートは、ケーブルとモータ巻線によるスイッチング・ノードの追加容量により変動します。本 GaN モジュールはアクティブ LOW の低消費電力モード (LPM) ピンを備えており、5V に駆動するとディセーブルされます。C1 と C2 は LPM ピンを高周波ノイズから分離します。

コネクタ J3 および J5 は、電力基板とアイソレータ基板の間で PWM 信号とフォルト信号を伝送します。コネクタ J9 は相ノードに接続し、相電流をアイソレータ基板に伝送します。ノイズ関連の問題を回避するための適切なレイアウト手法については、「PCB レイアウトに関する推奨事項」を参照してください。

高電圧側にある GaN モジュールと、低電圧側で PWM を生成するコントローラの間を、電氣的に絶縁する必要があります。図 6 に、アイソレータ基板の 1 つのハーフブリッジの絶縁部を示します。適切な絶縁バリア (3000V $_{RMS}$) を提供しながら、100V/ns という非常に高い CMTI もサポートするために、デジタル・アイソレータ ISO7721F を選定しました。6 ピン・コネクタのペア (図 5 の J3 と図 6 の J3、または図 5 の J5 と図 6 の J12 など) を介して、アイソレータ基板上の対応するデジタル・アイソレータに各 GaN モジュールを接続します。PWM 信号、フォルト信号、GaN モジュールへの電力供給用の 12V (入力から直接またはブートストラップ・レール)、LPM ピン・プルアップ用の 5V (TL431 を使用して、対応する 12V から GaN モジュールに供給)、および当該 GaN モジュールのソースは、各 GaN モジュールのこのコネクタ・ペアを介して接続されます。

図 6. ハーフブリッジの絶縁部の回路図

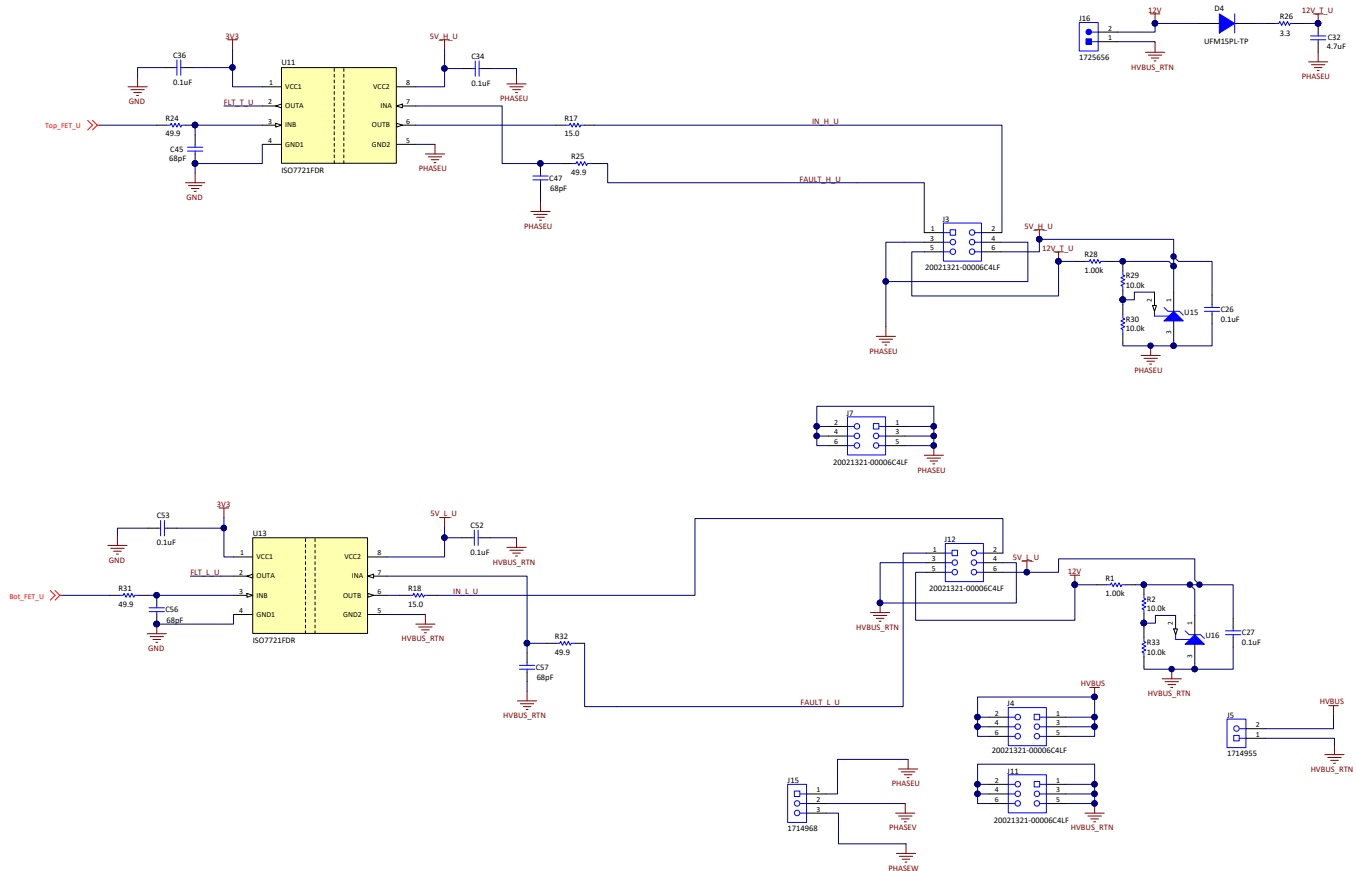


図 6 で、J5 は DC リンク用の 2 端子入力コネクタ、J15 はモータ接続用の 3 端子出力コネクタ、J16 は 12V ゲート・ドライブ電源用の 2 端子入力コネクタです。図 6 の J4 (図 5 の J4 に接続) と J11 (図 5 の J8 に接続) は、DC リンク電力をアイソレータ基板から電力基板に伝える 6 ピン・コネクタです。図 5 の J9 と図 6 の J7 から成るコネクタ・ペアは互いに接続して U 相出力を形成し、この U 相出力はモータ端子コネクタに接続されます。

2.3.1.4 ゲート・ドライブ電源

3 相すべての下側の GaN モジュールには、12V を使用して電力を供給します。この 12V はコネクタ J16 を通して外部から供給されます (図 6 参照)。上側の GaN モジュールには、ブートストラップ回路を介して 12V 電源から電力を供給します。表 3 に、ゲート・ドライブ電源の電流要件に関する計算を示します。消費電流として、それぞれのデータシートのワースト・ケース (最大値) を使用しています。ISO7721 の 2.4mA という値は、5V、送信レート 1Mbps の矩形波の場合にアイソレータのハイサイド V_{DD} で消費される電流です。

表 3. ゲート・ドライブ電源の消費電流

ゲート・ドライブ電源から電力供給される回路	電流
6 x LMG3411R150 (32kHz)	6 x 2.3mA
6 x ISO7721 (12V で 1mA の等価電流)	6 x 1mA
6 x TL431 のカソード電流 (図 6 の抵抗 R1 および R28 の電流)	6 x 7mA
合計	61.8mA

12V 電源は少なくとも 62mA を供給できる必要があります。十分な余裕を持つ電流の上限値として 100mA を推奨します。

2.3.1.5 ブートストラップ電源

上側の 3 つの LMG3410 には、ブートストラップ・コンデンサ (C_{BOOT} 、図 6 の C32 と図 5 の C17)、ブートストラップ・ダイオード (図 6 の D4)、ブートストラップ抵抗 (R_{BOOT} 、図 6 の R26) から成るブートストラップ電源構成で電力を供給します。図 5 の C17 はバルク容量を供給するために必要です。なぜなら、図 6 の C32 は別の PCB にあり、コネクタのインダクタンスで電荷供給能力が制限されるためです。したがって、C17 の容量は C32 と同じにします。ブートストラップ・コンデンサ (V_{BS}) が保持できる最大電圧は、ブートストラップ回路の素子によって異なります。 R_{BOOT} の両端間での電圧降下、ブートストラップ・ダイオードの V_F 、ローサイド・スイッチでの電圧降下 (V_{DS_ON} 、スイッチを流れる電流の方向に依存) を考慮に入れる必要があります。また、インバータを起動する前に、ブートストラップ・コンデンサの充電完了に十分な時間にわたって 下側 GaN モジュールをオンにする必要があります。

2.3.1.6 ブートストラップ・コンデンサ (C_{BOOT}) の選定

ブートストラップ・コンデンサは、下側 GaN モジュールがオンになると充電され、上側 GaN モジュールがオンになると放電されます。 C_{BOOT} コンデンサは、PWM の全期間にわたって十分な電圧を維持できる容量にする必要があります。供給する必要がある電流は、2.3mA (32kHz PWM 時の LMG3411R150) + 1mA (ISO7721) + 7mA (TL431 カソード電流) = 10.3mA です。32kHz の場合、PWM 期間は 31.25 μ s です。したがって、 C_{BOOT} に蓄積する必要がある電荷量は、31.25 μ s \times 10mA = 0.3125 μ C と計算されます。目安として、 C_{BOOT} は、PWM 期間全体にわたる電荷量の 10 倍を蓄積できる静電容量とします (つまり、 C_{BOOT} は、 $Q_{BOOT} = 10 \times 0.3125\mu\text{C}$ を蓄積できる容量とする必要があります)。ブートストラップ・コンデンサは、この電荷量を供給できるようにする必要があります。 C_{BOOT} は、 $Q_{BOOT} / \Delta V_{BOOT}$ で計算され、その値は 3.125 μ C / 1V = 3.125 μ F です。 C_{BOOT} の容量として、標準系列から 4.7 μ F を選定します。

2.3.1.7 ブートストラップ・ダイオードの選定

ブートストラップ・ダイオードに印加される電圧は、DC バスの最大電圧 (この場合、最大値の DC 400V) と同じ値です。ブートストラップ・ダイオードの定格電圧は、DC バス・レール電圧を上回っていなければなりません。回復電荷と、それに伴ってブートストラップ・コンデンサ経由で 12V 電源から供給される電荷を最小限に抑えるため、ブートストラップ・ダイオードには高速回復ダイオードを使用する必要があります。このダイオードには、4.43A のピーク電流パルス (2.3.1.8 で説明) を伝達する能力が必要です。ただし、平均電流はこれより明らかに小さい値であり、スイッチング周波数とブートストラップ電荷によって決まります。選定したダイオードは UFM15PL です。この製品は、逆方向回復時間が短い、600V、1A のダイオードです。

ブートストラップ・ダイオードの消費電力 (P_{D_BOOT}) は、スイッチング周波数、ダイオードの順方向電圧降下、PWM 信号のスイッチング周波数 (f_{SW}) に基づいて推定できます。TIDA-00915 リファレンス・デザインでは、最高スイッチング周波数を 32kHz に設定しています。ブートストラップ・ダイオードの電力損失の推定値は以下のように計算されます。

$$P_{D_BOOT} = \frac{1}{2} \times Q_{BOOT} \times V_{D_BOOT} \times f_{SW} = 0.5 \times 3.125\mu\text{C} \times 1.7\text{V} \times 32\text{kHz} = 85\text{mW}$$

2.3.1.8 ブートストラップ・ダイオードの電流制限抵抗 (R_{BOOT}) の選定

ブートストラップ電荷 Q_{BOOT} は 1.56 μ s (32kHz のスイッチング周波数で最大デューティ・サイクルを 95% とする仮定に基づく) の最小充電時間の間 R_{BOOT} を流れるため、抵抗を流れる平均電流は $I_{CH} = Q_{BOOT} / t = 0.3125\mu\text{C} / 1.56\mu\text{s} = 0.2\text{A}$ と推定されます。

ダイオードでの電圧降下を 1.7V とすると、 R_{BOOT} の最大値は $V_{D_BOOT} / I_{CH} = 1.7\text{V} / 0.2\text{A} \leq 8.5\Omega$ と計算されます。

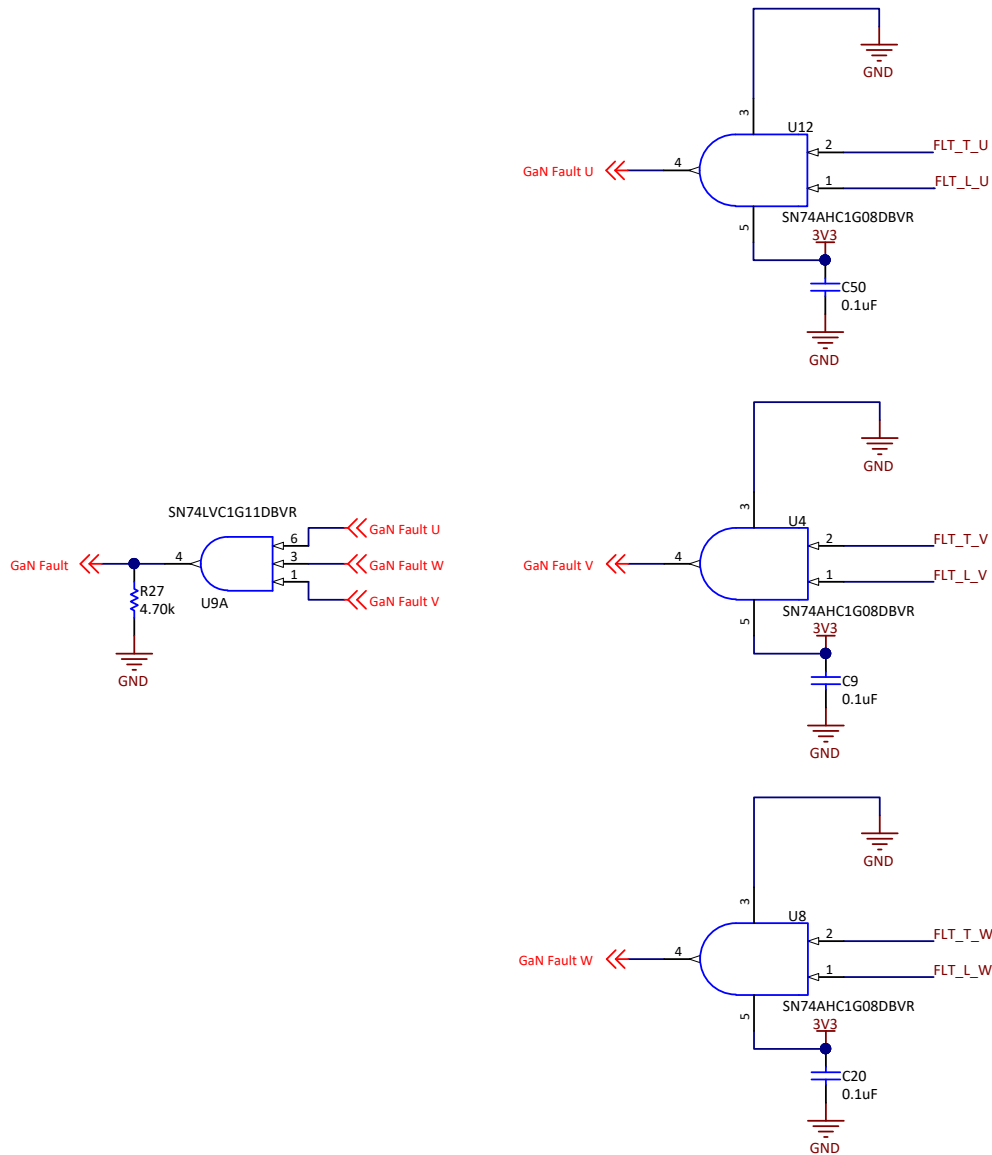
TIDA-00915 リファレンス・デザインでは、 R_{BOOT} の値に 1 Ω を使用しています。これにより、空間ベクトル PWM の高デューティ・サイクル領域でブートストラップ・コンデンサに十分な電荷が確保され、上側の GaN モジュールの V_{DD} を UVLO 制限値である 8.5V より高く維持できます。

抵抗を流れるピーク電流は、 $(12V - V_{D\text{BOOT}}) / R_{\text{BOOT}} = (12V - 1.7V) / 1\Omega = 10.3A$ です。 R_{BOOT} 抵抗は、このピーク電流と平均電流 (0.2A) を供給できる必要があります。

2.3.1.9 インバータの保護と GaN フォルト帰還

LMG3411 は UVLO (低電圧誤動作防止)、過電流、過熱の保護機能と、GaN モジュールのサイクル単位のターンオフ機能を備えています。UVLO により、不十分なゲート・ドライブ電源による誤動作を防止できます。過熱および過電流保護は、インバータの短絡故障から GaN モジュールを確実に保護します。6 つの GaN モジュールのアクティブ LOW フォルト信号はいずれもデジタル・アイソレータ経由で低電圧側に転送されます。図 7 に、ロジック回路を使用したフォルト信号の合成方法を示します。

図 7. GaN フォルト・ロジック回路



2.3.2 5V/3.3V の低電圧電源レール

基板の低電圧側の回路すべてにバイアス電圧を印加するには、外部 5V バイアス電源が必要です。図 8 に、5V レールの入力を示します。ダイオード D1 は、5V 入力の偶発的な逆極性接続を防止します。TLV1117 は、3.3V レールを生成するために使用する LDO です。

図 8. 3.3V 電源

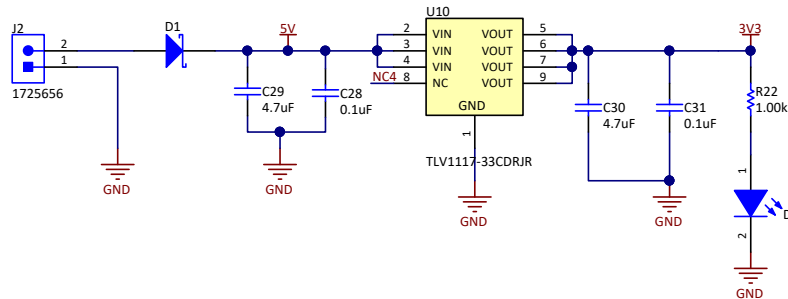


表 4 に、3.3V レールからバイアス電圧を印加されるさまざまな回路の消費電力を示します。この 3.3V レールの電力の供給先は、6 つのデジタル・アイソレータ ISO7721、表示用 LED、AND ゲートを使用した GaN フォルト合成回路です。消費電流として、それぞれのデータシートのワースト・ケース (最大値) を使用しています。ISO7721 の 2.4mA という値は、低電圧側に 3.3V のバイアス電圧を印加し、送信レート 1Mbps の矩形波を入力する場合の消費電流です。

表 4. 5V レール電源の消費電流

3.3V LDO から電力供給される回路	電流
ISO7721 × 6	6 × 2.4mA
SN74AHC1G08 × 3	3 × 4mA
SN74LVC1G11 × 1	16mA
表示用 LED × 1	10mA

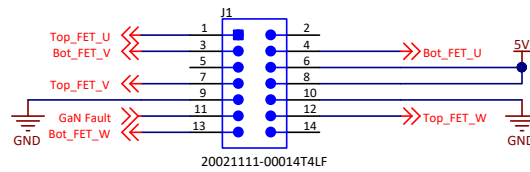
ワースト・ケースの総消費電流は約 52mA です。LDO の消費電力は以下のように計算されます。

$$P_{LDO} = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT} = (5 - 3.3) \times 0.052 = 0.088W$$

2.3.3 制御カードへの信号インターフェイス

アイソレータ基板からインターフェイス基板への接続には 14 ピン・コネクタを使用します。図 9 に、インターフェイス基板とアイソレータ基板の間で転送される信号 (6 つの PWM 信号、1 つに結合された GaN フォルト信号、5V 電源、低電圧グラウンド) を示します。5V はアイソレータ基板からインターフェイス基板に与えられ、C2000 制御カード TMDSCNCD280049C に電力を供給します。C2000 F280049C 制御カード TMDSCNCD280049C に電力を供給するには 5V が必要であり、制御カードの C2000 MCU に電力を供給するには LDO を使用して 5V レールを 3.3V に降圧します。インターフェイス信号はいずれも 3.3V ロジック信号です。

図 9. インターフェイス基板への 14 ピン・コネクタ



2.3.4 インターフェイス基板

インターフェイス基板は、120 ピンの C2000 F280049C 制御カード TMDSCNCD280049C とアイソレータ基板の間のアダプタ基板です。インターフェイス基板により、アイソレータ基板の占有面積の小さい 14 ピン・コネクタで 120 ピン制御カードに接続できます。また、この 14 ピン・コネクタにより、C2000 制御カードとアイソレータ基板の高電圧部の間に十分な間隔を確保できます。

3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

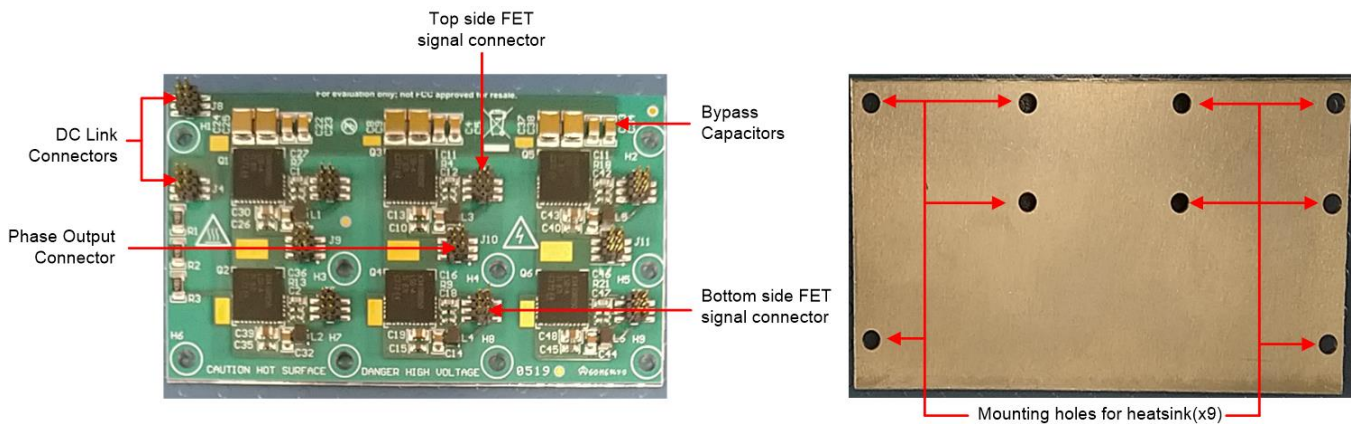
3.1 必要なハードウェアとソフトウェア

3.1.1 ハードウェア

3.1.1.1 電力 PCB

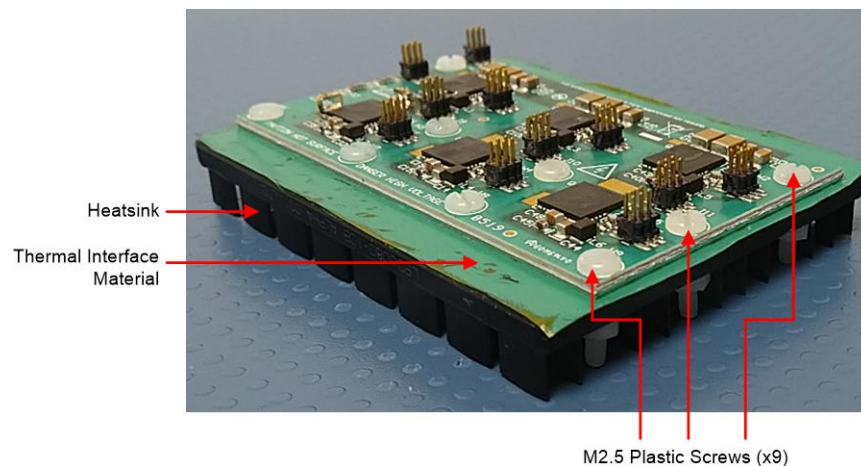
図 10 に、TIDA-00915 リファレンス・デザインの IMS 電力 PCB の上面画像と底面画像を示します。6 ピン・オス・コネクタを使用して、電力 PCB とアイソレータ PCB の間で電力と信号を伝送します。各種機能コネクタの配置は図 10 に示すとおりです。各ハーフ・ブリッジには、高周波電流リップルに対応するための $0.22\mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサがあります。M2.5 サイズの取付穴が 9 つあり、ヒートシンクにしっかり均一に接触させることができます。

図 10. TIDA-00915 電力 PCB



LPD6080-10B ヒートシンクを選定しました。熱伝導材 (TIM) は HF300P-0.001-00-0404 です。ヒートシンクと TIM に M2.5 の穴が開けられており、プラスチックねじ (絶縁のため) を使用して PCB に取り付けます (図 11 参照)。選定した TIM は、 55°C を超える温度で優れた熱特性を発揮する相変化物質です。TIM の代わりに熱グリースを使用すると、システムの熱インピーダンスをさらに低減できます。IMS 基板は底面のアルミニウムを電気回路から絶縁しているため、TIM の代わりに熱グリースを使用できます。

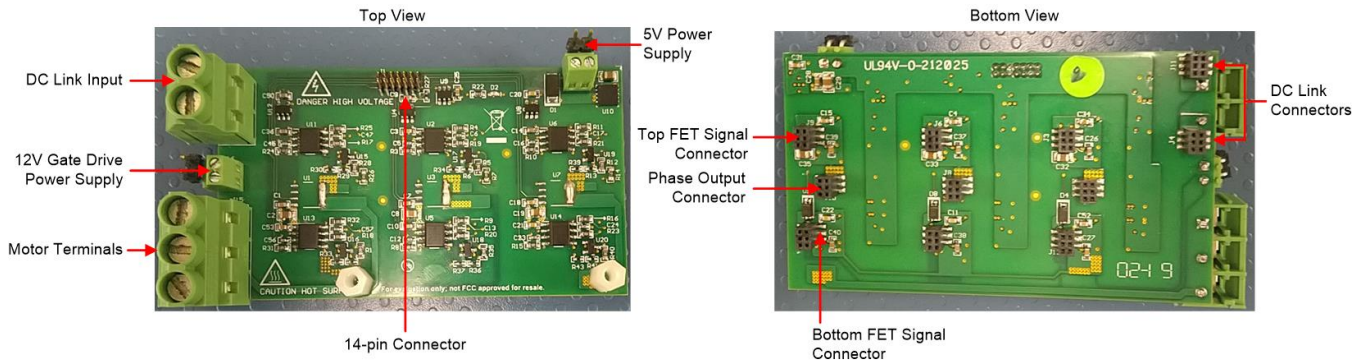
図 11. ヒートシンクに取り付けた TIDA-00915 電力 PCB



3.1.1.2 アイソレータ PCB

図 12 に、TIDA-00915 のアイソレータ PCB の上面画像と底面画像を示します。TIDA-00915 の入出力端子はすべてアイソレータ PCB 内にあります。上面画像は、DC リンク入力、12V ゲート・ドライブ電源、5V 電源コネクタ、モータ端子コネクタ、および PWM 信号と GaN フォルト信号に対応するインターフェイス基板用の 14 ピン・オス・コネクタを示しています。底面画像は、電力 PCB の対応するオス・コネクタに接続する 6 ピン・メス・コネクタを示しています。

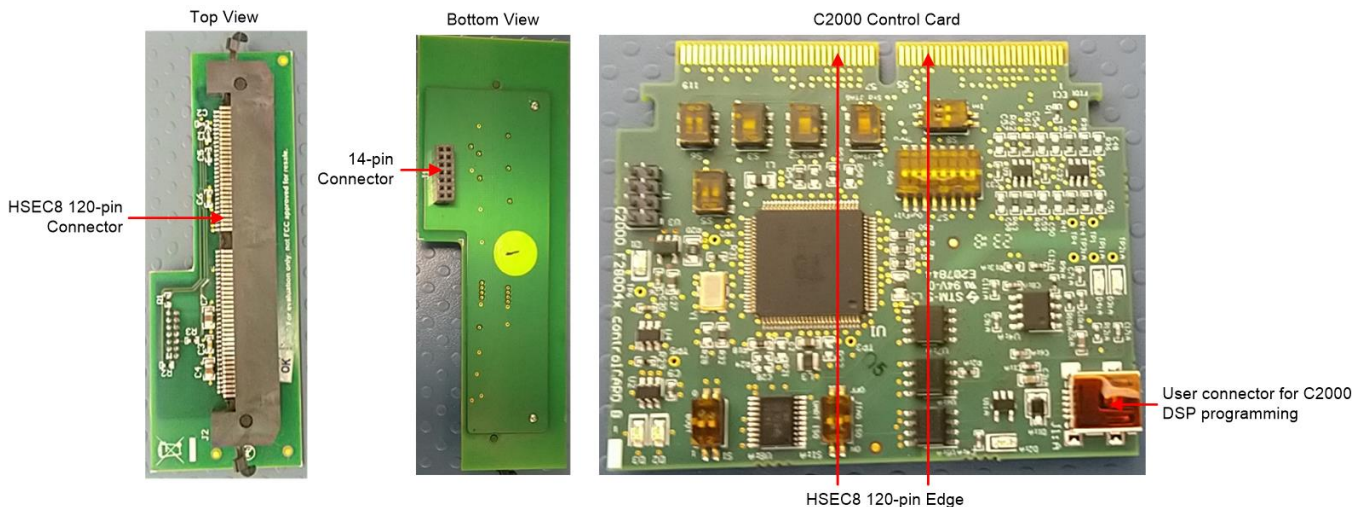
図 12. TIDA-00915 アイソレータ PCB



3.1.1.3 インターフェイス PCB と C2000™制御カード

図 13 に、インターフェイス PCB の上面画像と底面画像、ならびに C2000 制御カードの上面画像を示します。インターフェイス PCB の上面画像は、対応する HSEC8 120 ピン・エッジで C2000 制御カードに接続する HSEC8 120 ピン・コネクタを示しています。底面画像は、アイソレータ PCB の対応するオス・コネクタに接続する 14 ピン・メス・コネクタを示しています。C2000 制御カードは、アイソレータ PCB の 5V 電源から 14 ピン・コネクタを介して電力を受け取り、C2000 制御カードの LDO がその 5V を C2000 DSP 電源用の 3.3V に変換します。C2000 制御カードは、コンピュータに接続して C2000 DSP をプログラミングするための絶縁型 USB も備えています。

図 13. TIDA-00915 のインターフェイス PCB と C2000 制御カード



3.1.1.4 PCB の組み立て

図 14 に、PCB の組み立ての配置と順序を示します。両矢印は、各 PCB 上の対応する相手側のコネクタを示します。数字は、簡単に組み立てるための PCB の接続順序を示します。

図 14. PCB の組み立て

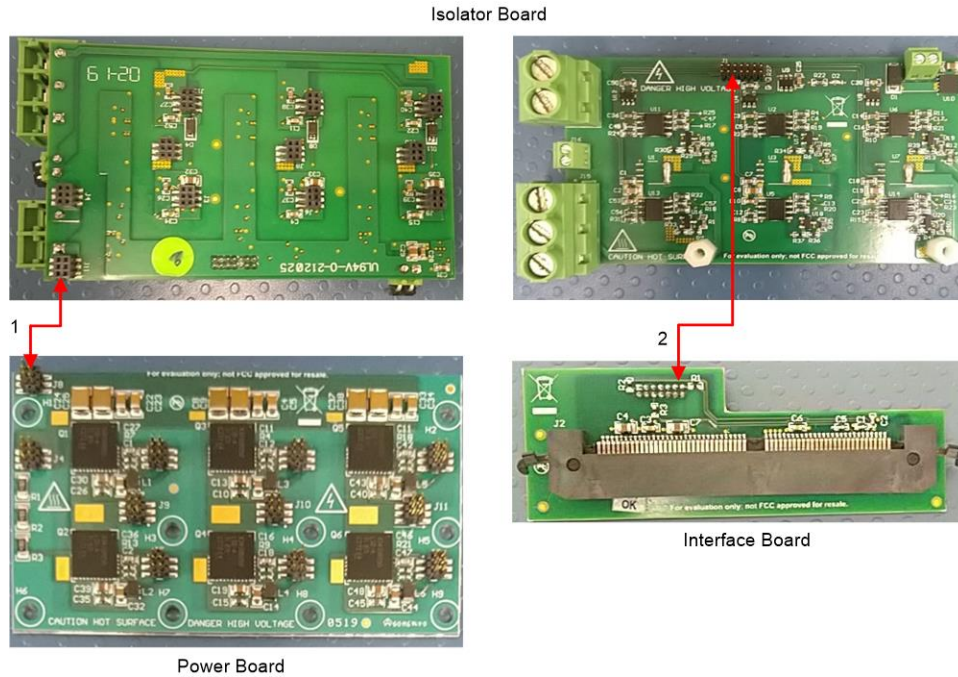
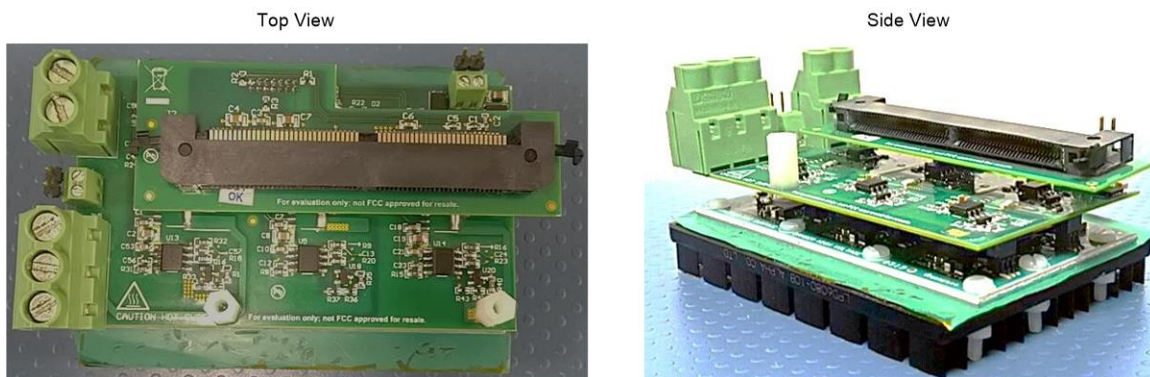


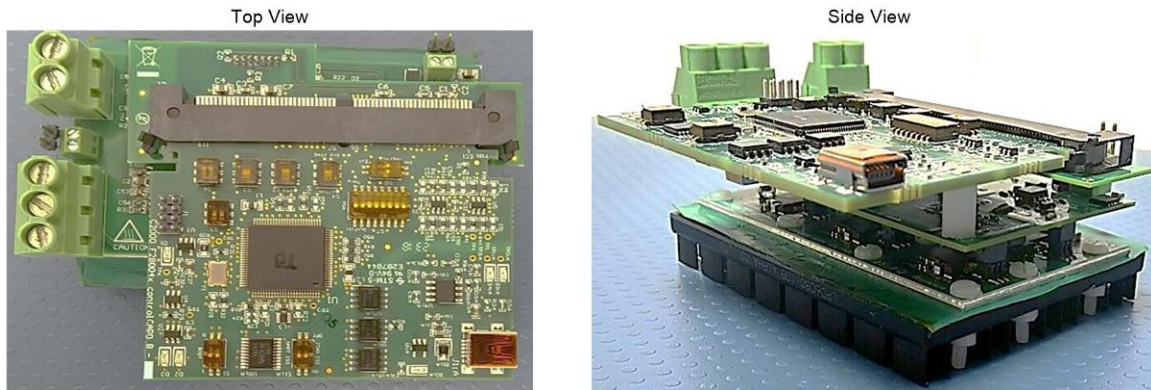
図 15 に、組み立てた TIDA-00915 の上面画像と側面画像を示します。

図 15. 組み立てた TIDA-00915



C2000 制御カードはインターフェイス PCB の HSEC8 120 ピン・コネクタに差し込むことができます (図 16 参照)。

図 16. TIDA-00915 と C2000™制御カード



3.2 テストと結果

3.2.1 テスト構成

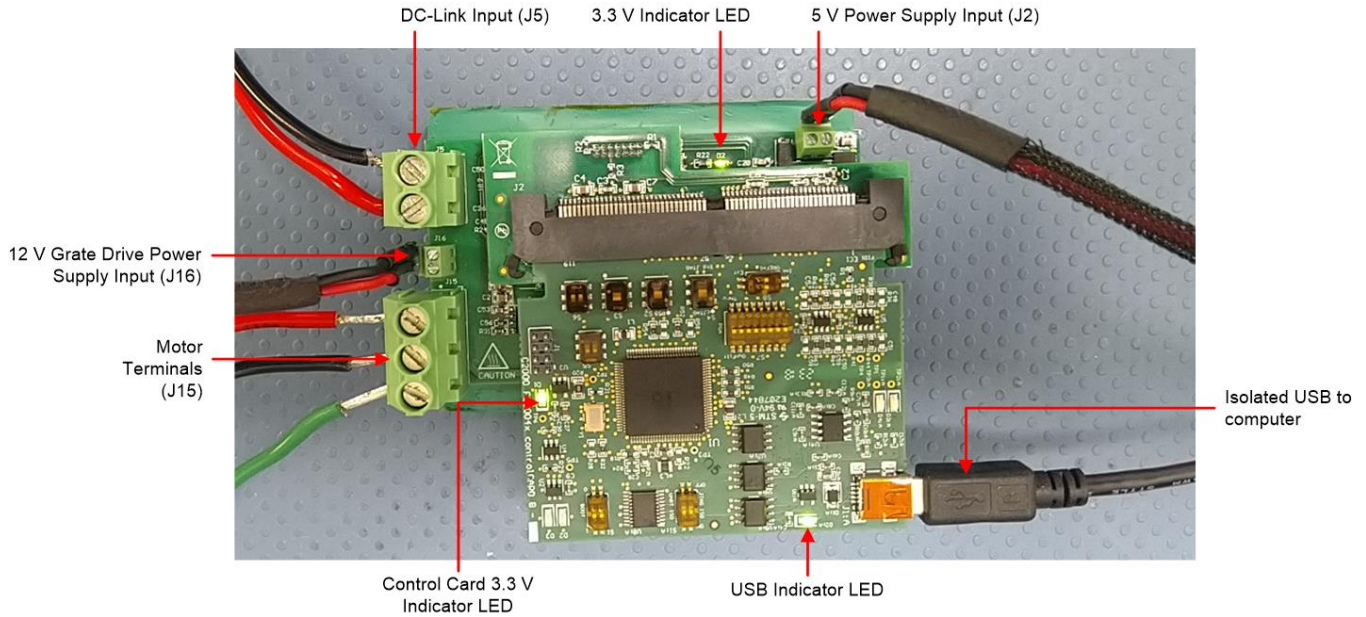
表 5 に、主な試験装置を示します。基板には 3 つの電源から電力を供給します。DC リンクに 300V、ゲート・ドライブ電源に 12V、マイクロコントローラおよびロジック回路用の低電圧電源に 5V を供給します。すべての電源は互いに電氣的に絶縁されています。

表 5. 主な試験装置

概要	型番
高速オシロスコープ	Agilent MSO6104A
高電圧絶縁型プローブ	Agilent N2790A
高電圧非絶縁型プローブ	Keysight 10076C
低電圧プローブ	Tektronix TPP0101
絶縁型電流プローブ	Keysight N2783B
C2000 F280049C 制御カード	テキサス・インスツルメンツ TMDSCNCD280049C
安定化電源	Agilent E3631A (x2)
高電圧電源	Sorensen SGI 1000/5
熱画像カメラ	Fluke Ti480
電力アナライザ	Tektronix PA4000
インバータの負荷	3.7kW、1460rpm (0.5~100Hz)、415V _{RMS} ±10%、 $\eta = 83\%$ 、 $\cos\phi = 0.74$

図 17 に、TIDA-00915 の接続 (DC リンク入力、12V ゲート・ドライブ電源、低電圧バイアス用 5V 電源、モータ端子、C2000 DSP プログラミングのためのコンピュータへの絶縁型 USB 接続) を示します。入力端子 (DC リンク、12V、5V) の赤い線は正極、黒い線は負極です。

図 17. TIDA-00915 のテスト接続

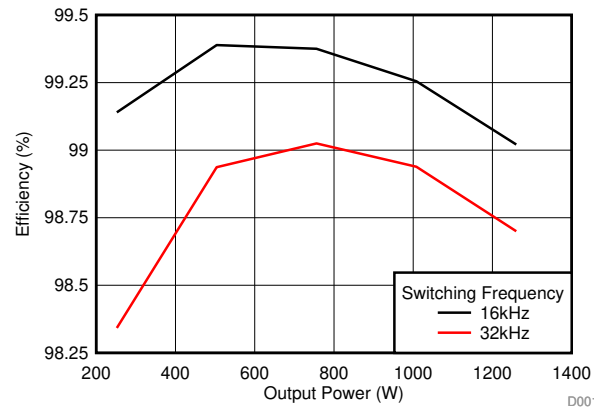


3.2.2 テスト結果

3.2.2.1 効率

図 18 に、2 つのスイッチング周波数 (16kHz、32kHz) と 25°C の周囲温度での TIDA-00915 の効率と出力電力の関係を示します。ピーク効率 (750W 時) は 16kHz で 99.37%、32kHz で 99% です。全負荷効率 (1.25kW 時) は 16kHz で 99%、32kHz で 98.7% です。GaN インバータはこのように高効率であるため、小型のヒートシンクと自然対流ファンレス冷却でも動作できます。IGBT ベースのインバータではこれほどの高効率を達成できないため、より大型の熱システムが必要となり、モータの統合は不可能です。

図 18. 効率と出力電力の関係 (通風なし)



3.2.2.2 熱性能

図 19 に、16kHz と 32kHz での本 GaN モジュールのケース温度上昇とモータ相電流の関係を示します。熱データ収集時の周囲温度は 23°C、DC リンク入力は 300V、デッドタイムは 100ns でした。各電流値で持続的に (40 分以上) 動作し定常状態に達した後、熱画像装置を使用して熱データを記録しました。温度上昇データから、周囲温度 50°C の場合 (最高ケース温度は 110°C に制限)、本 GaN インバータは 16kHz で最大電流 3.5A、32kHz で最大電流 3A を供給できることが分かります。周囲温度が 85°C の場合、最大電流は 16kHz で 1.5A、32kHz で 1A に下がります。

図 19. 温度上昇と電流の関係 (通風なし)

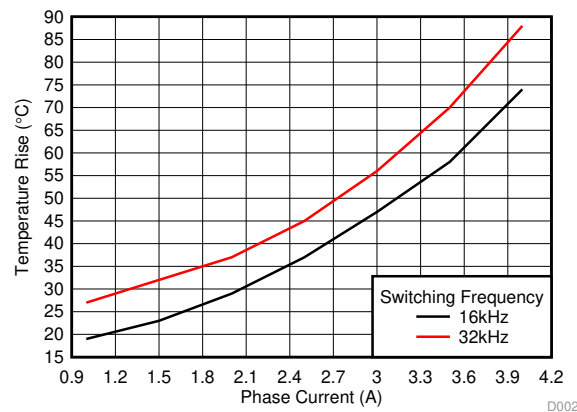


図 20 に、3.5A、16kHz 時の各種 GaN モジュールの熱画像を示します。上側の GaN モジュールでは 79.7°C の最高ケース温度が観測されており、下側の GaN モジュールでは、より多くの取り付けねじによって良好な接触が得られているため、温度がやや (4~5°C) 低くなっています。この温度差は小さく、GaN モジュールの相対寿命には影響しません。

図 20. 3.5A、16kHz での熱データ

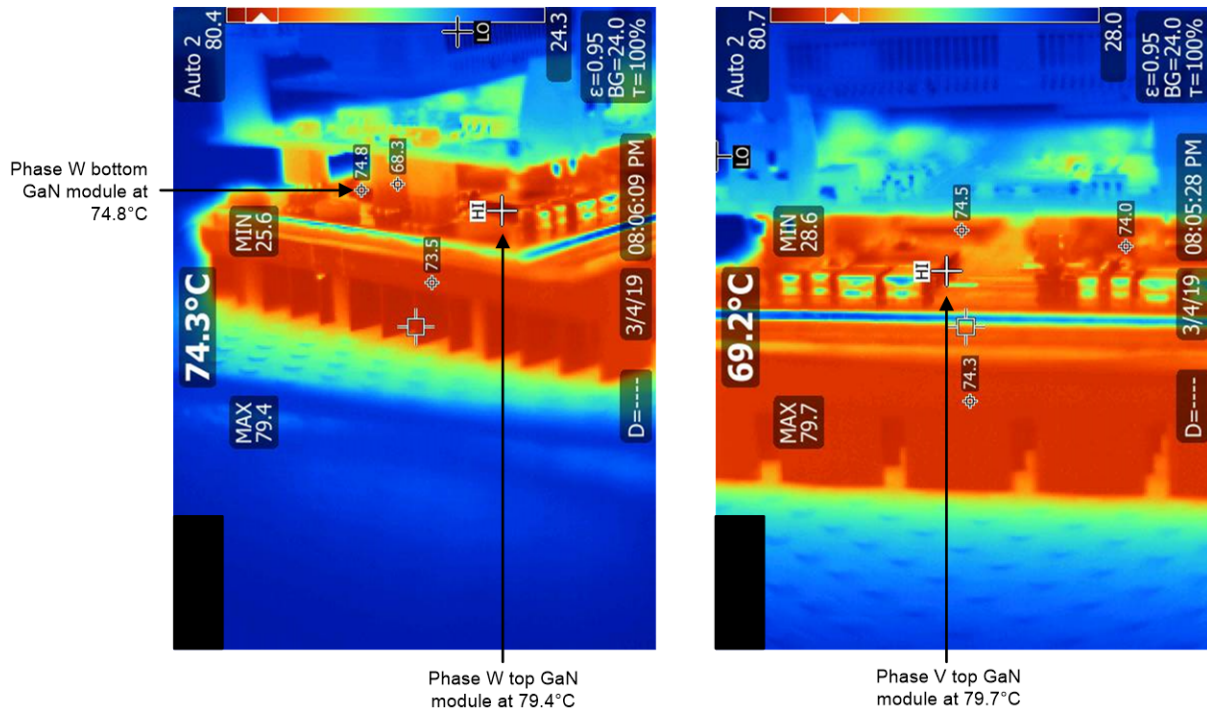


図 21 に、1.5A、16kHz 時の同様の熱データを示します。電流値が下がると、上側の GaN モジュールと下側の GaN モジュールの温度差も小さくなります (2~3°C)。

図 21. 1.5A、16kHz での熱データ

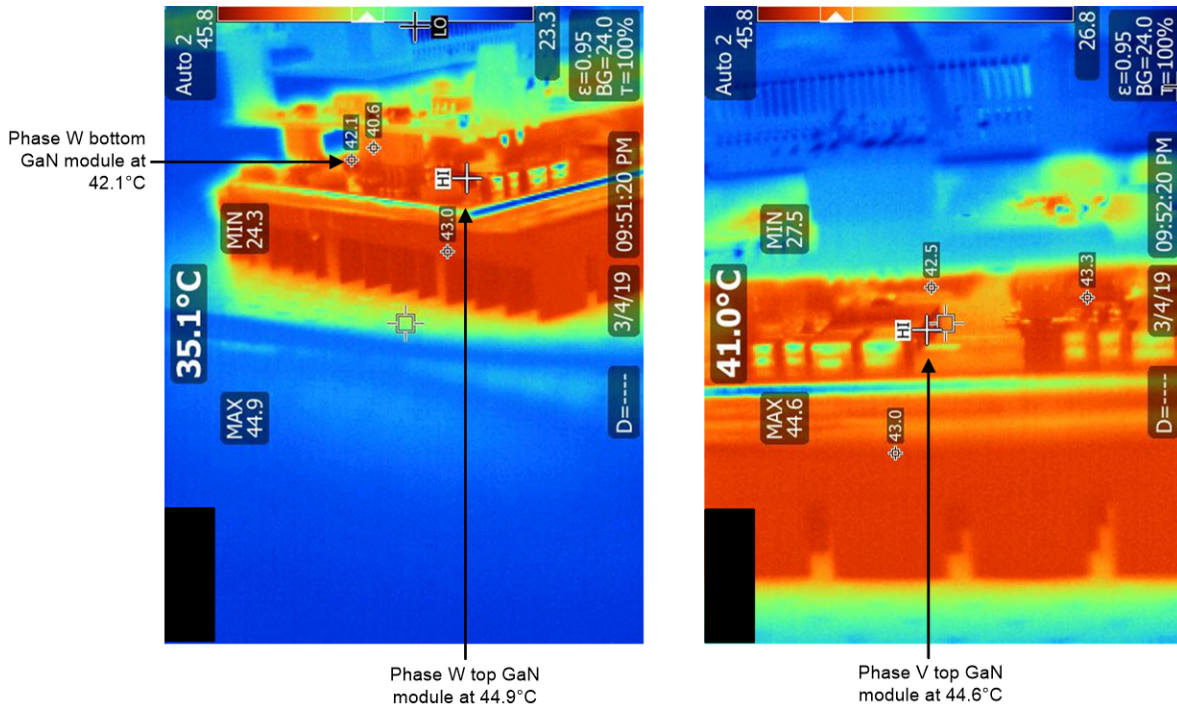


図 22 と図 23 に、32kHz で相電流が 3.5A と 1.5A の熱データを示します。16kHz に比べてスイッチング損失が増大していることが、GaN モジュールのケース温度の比例的上昇として観測されています。

図 22. 3.5A、32kHz での熱データ

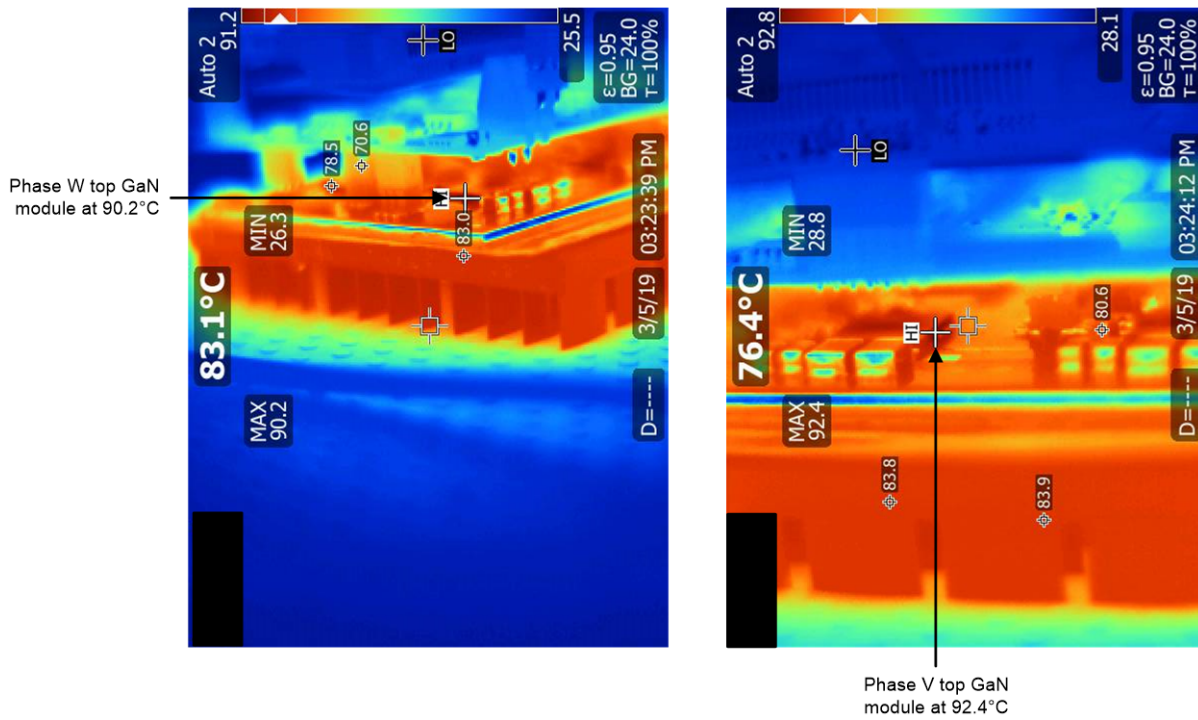
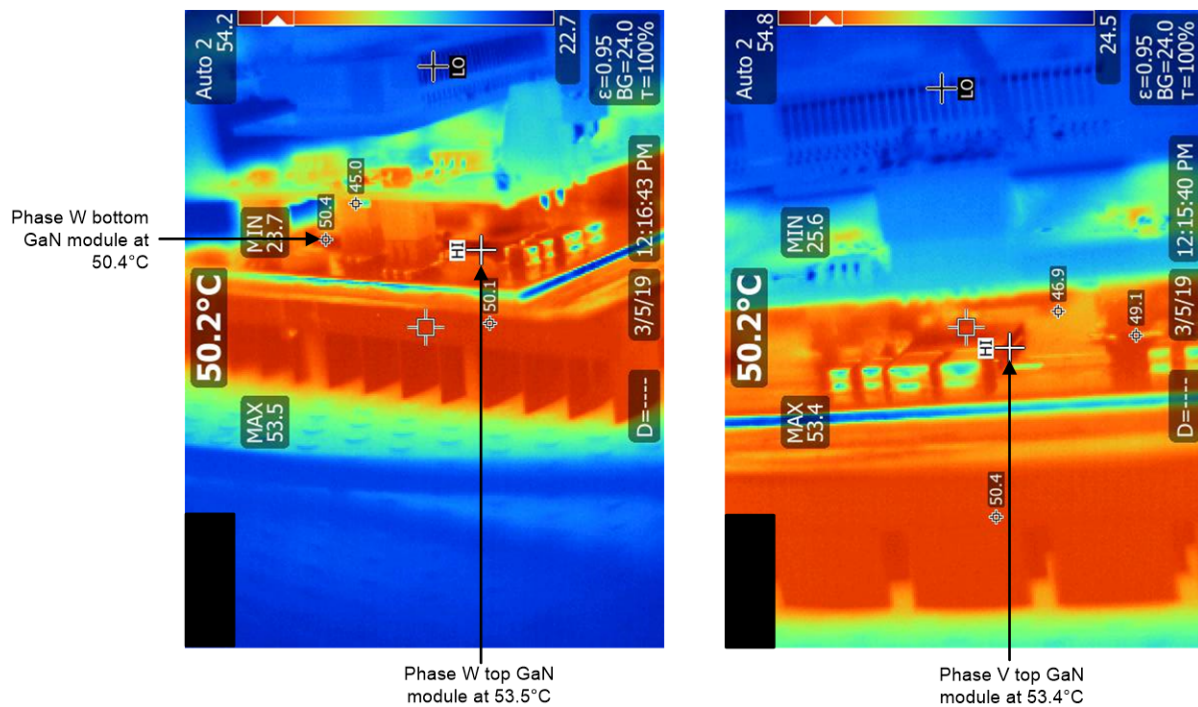


図 23. 1.5A、32kHz での熱データ



3.2.2.3 ドレイン・スルーレート

TI の GaN モジュールは、ターンオン遷移時のドレイン・スルーレートを制御できます。ドレイン・スルーレートは RDRV 抵抗を使用して設定します。一般にスルーレートが高いとスイッチング損失は減りますが、EMI は増えます。しかし、スイッチ・ノードのリングングが最小限に抑えられているため、EMI は大幅に減少します。したがって、スルーレートを高くして効率を向上させることができます。また、モータ統合ドライブの場合、モータとドライブの間のケーブル長は従来のモータ・ドライブ・システムと比べてはるかに短くて済みます。これにより、ケーブル反射電圧が無視できるほど小さくなるため、 dv/dt を大幅に増大させスイッチング損失を低減できます。

図 24 に、ドレイン電流 0.3A、RDRV 39k Ω でのターンオン遷移時のドレイン・スルーレートを示します。立ち下がり時間の観測結果は 5.6ns、ドレイン・スルーレートの測定結果は $180V / 5.6ns = 32V / ns$ です。

図 24. 0.3A でのターンオン遷移

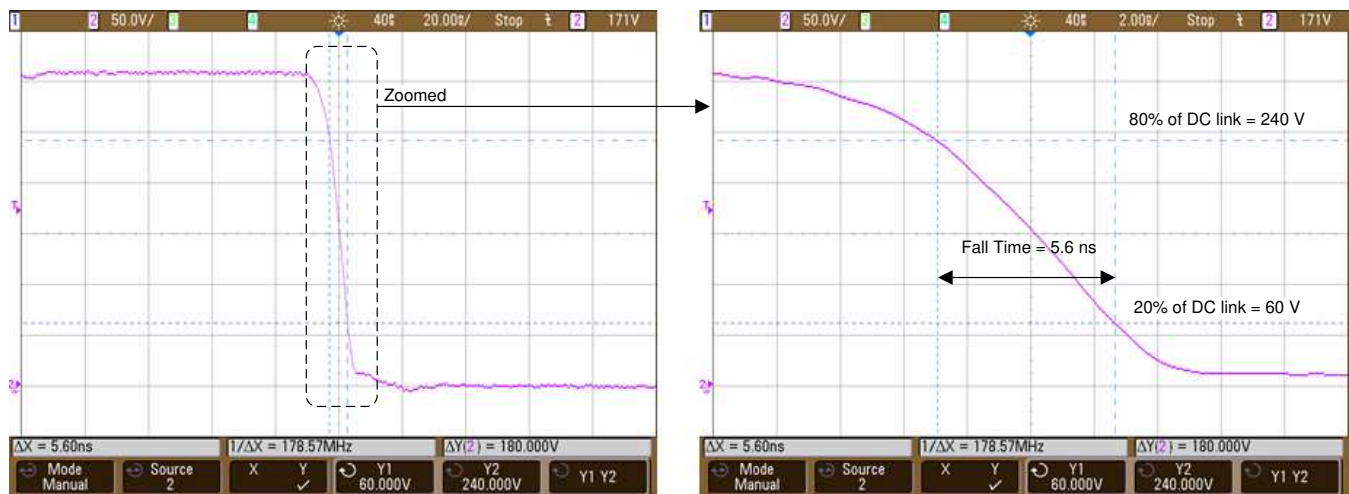


図 25 に、ドレイン電流 1.6A、RDRV 39k Ω でのターンオン遷移時のドレイン・スルーレートを示します。立ち下がり時間の観測結果は 5.5ns であり、前述のケースと同じです。立ち下がり時間とドレイン・スルーレートが図 24 と同等であることは、立ち下がり時間が RDRV のみで制御され負荷電流の影響を受けないことを示しています。

スルーレートの測定結果は設定値より低い値です。この原因は、ケーブルおよびモータ巻線によるスイッチング・ノード容量の増加です。

図 25. 1.6A でのターンオン遷移

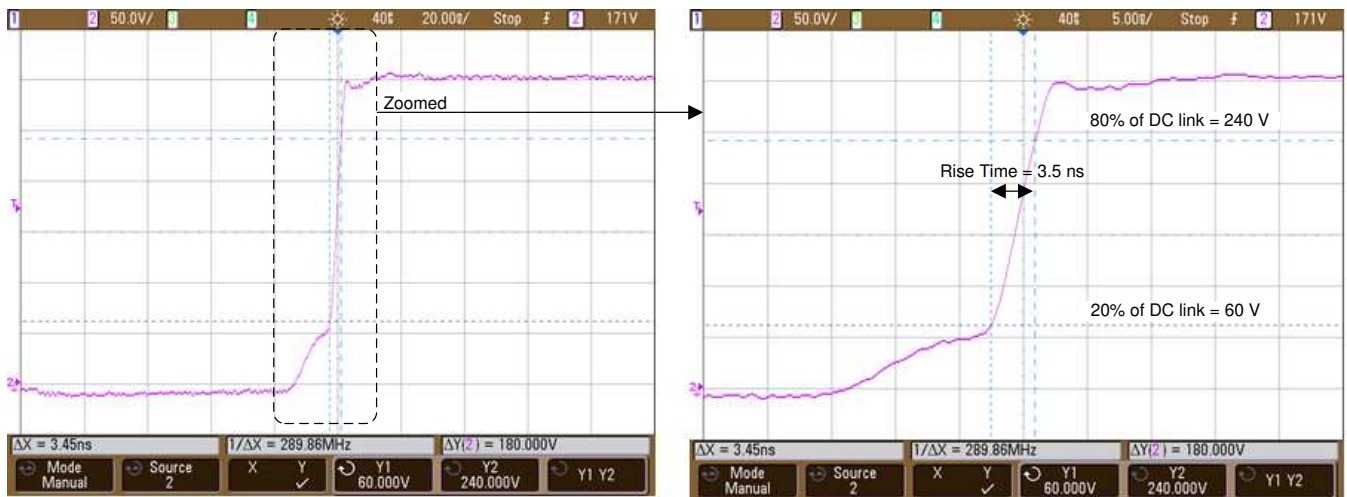


ただし、ターンオフ遷移は、[図 26](#) および [図 27](#) に示すように負荷電流に大きく依存します。[図 26](#) では、ドレイン電流 0.2A での立ち上がり時間は 4.9ns であり、[図 27](#) では、ドレイン電流 1.6A での立ち上がり時間は 3.5ns です。

図 26. 0.2A でのターンオフ遷移



図 27. 1.6A でのターンオフ遷移



3.2.2.4 ブートストラップ電源のリプル

図 28 に、16kHz のスイッチング周波数、無負荷時 (1.6A_{RMS}) のブートストラップ V_{DD} のリプルを示します。デューティ・サイクルが高く、負電流の場合、ブートストラップ V_{DD} がその最低値である 10.3V まで下がることが分かります。これは、負電流では V_{DD} を決定するのはブートストラップ電流のみであり、第 3 象限の V_{SD} 降下ではないためです。ダイオードでは 1.5A の順方向電流 (R_{BOOT}、および V_{BOOT} と 12V の差で決まる) で 1.6V の順方向降下があるため、V_{DD} は 10.3V までしか充電されません。ただし、最低 V_{DD} は UVLO (8.5V) を優に上回っているため、これは許容範囲内です。

逆に、正電流ではブートストラップ V_{DD} がその最大値に達します。正電流により、第 3 象限の V_{SD} 降下が V_{DD} に追加され、これにより V_{DD} は理論最大値より高くなります。最大ブートストラップ V_{DD} は、デッドタイムとピーク電流に正比例するため、V_{DD} が推奨値より高くないようにデッドタイムを選定する必要があります。GaN モジュールの V_{DD} の最大値は 20V であるため、ブートストラップ V_{DD} が 18V を超えないようにする必要があります。

図 28. 16kHz でのブートストラップ V_{DD} のリプル

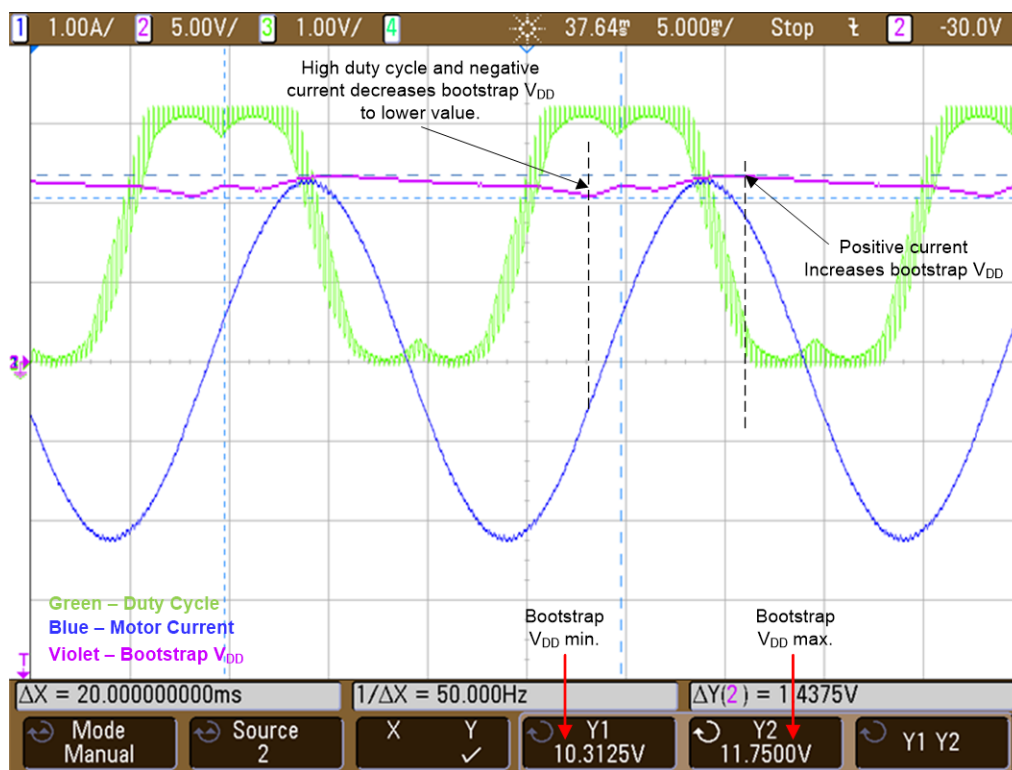
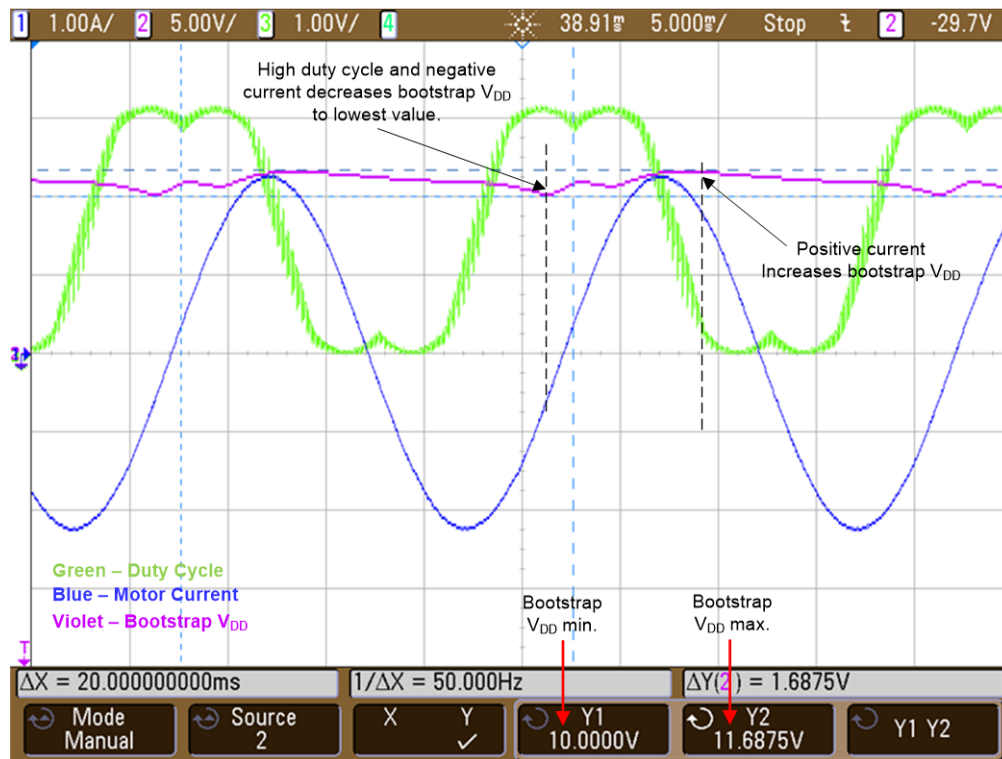


図 29 に、32kHz のスイッチング周波数、無負荷時 ($1.6A_{RMS}$) のブートストラップ V_{DD} のリップルを示します。図 29 と同様、デューティ・サイクルが高く負電流の場合と正電流の場合にそれぞれ最小および最大 V_{DD} が生じます。ただし、スイッチング周波数が高いと GaN モジュールに流れ込む電流が大きくなるため、最小値および最大値は図 28 より小さくなります。

図 29. 32kHz でのブートストラップ V_{DD} のリップル



3.2.3 テストに際しての注意

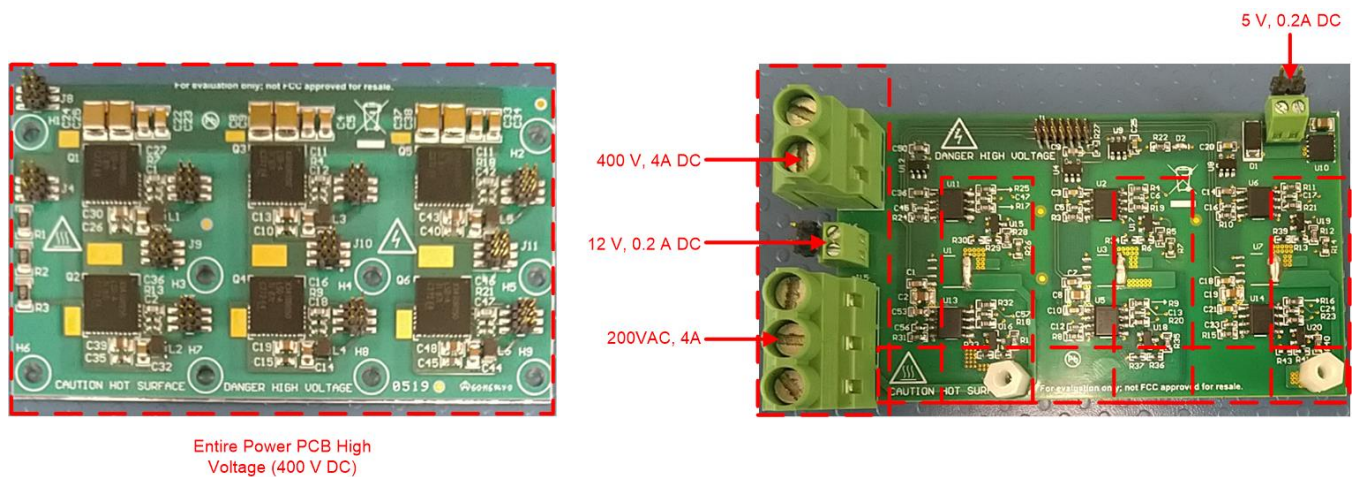
3.2.3.1 高電圧 (HV)

TIDA-00915 基板は最大 DC 400V の HV 入力で動作します。テスト中、この高電圧部に人が触れるおそれがあるため、細心の注意を払う必要があります。HV 領域については、「DANGER HIGH VOLTAGE」(高電圧危険) という文字と警告マークが PCB 上に表示されています (図 30 参照)。また、図 31 に HV 部を赤い破線で表示しています。テスト前とテスト中に、ユーザーは HV に関する適切な安全上の注意が守られていることを確認する必要があります。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。図 31 には、TIDA-00915 基板のすべての電力コネクタの電圧、電流、電力の定格値も示しています。

図 30. 高電圧の警告



図 31. TIDA-00915 の高電圧領域



DC リンク、12V ゲート・ドライブ電源、5V バイアス電源への電力供給に使用する電源には適切な電流制限を設定する必要があります (図 31 参照)。これは、短絡故障発生時に TIDA-00915 基板を過熱や火災の危険から守るために非常に重要です。

3.2.3.2 高温 (HT)

室温 (25°C) での動作中に、PCB 表面の一部の構成要素や部品が高温 (最高 110°C) になる可能性があります。これらの一部には、「CAUTION HOT SURFACE」(高温注意) という文字と警告マークが PCB 上に表示されています (図 32 参照)。また、図 33 に高温領域を赤い破線で囲んで表示しています。

特定の部品と PCB 表面の最高温度の詳細については、3.2.2.2 の図 20～図 23 を参照してください。

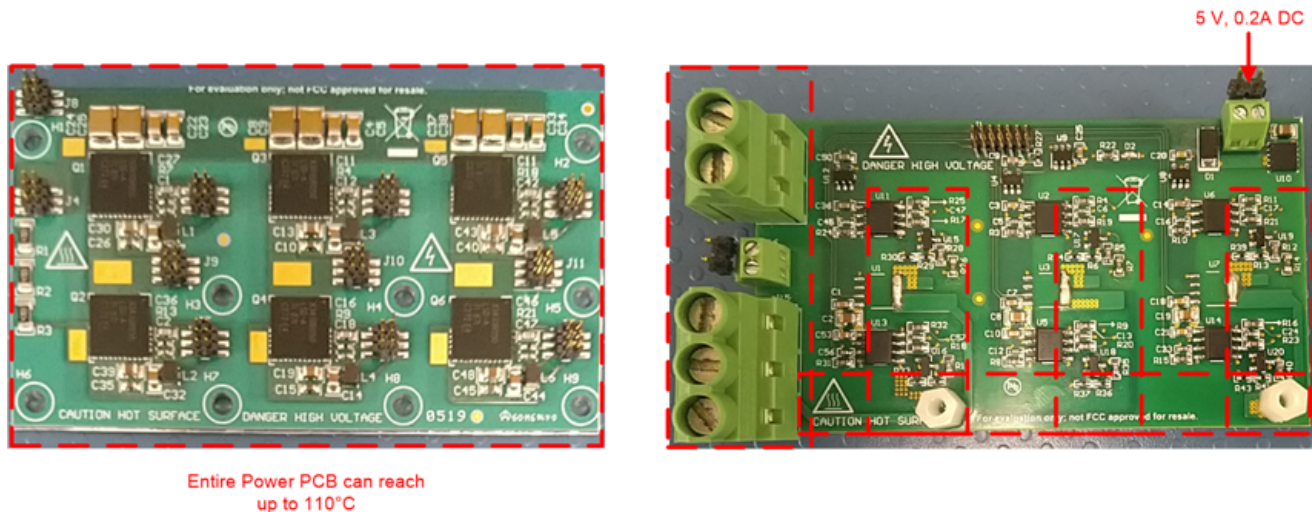
WARNING

テスト中およびテスト後には、やけどなど、高温にまつわるリスクを回避するよう十分注意を払ってください。また、電源を切った後、部品や PCB 表面が室温に下がるには長時間 (約 30 分) を要する場合がありますことにも注意してください。

図 32. 高温の警告



図 33. TIDA-00915 の高温領域



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-00915](#) 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-00915](#) 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

図 34. スイッチング・ノード・プレーンの分割

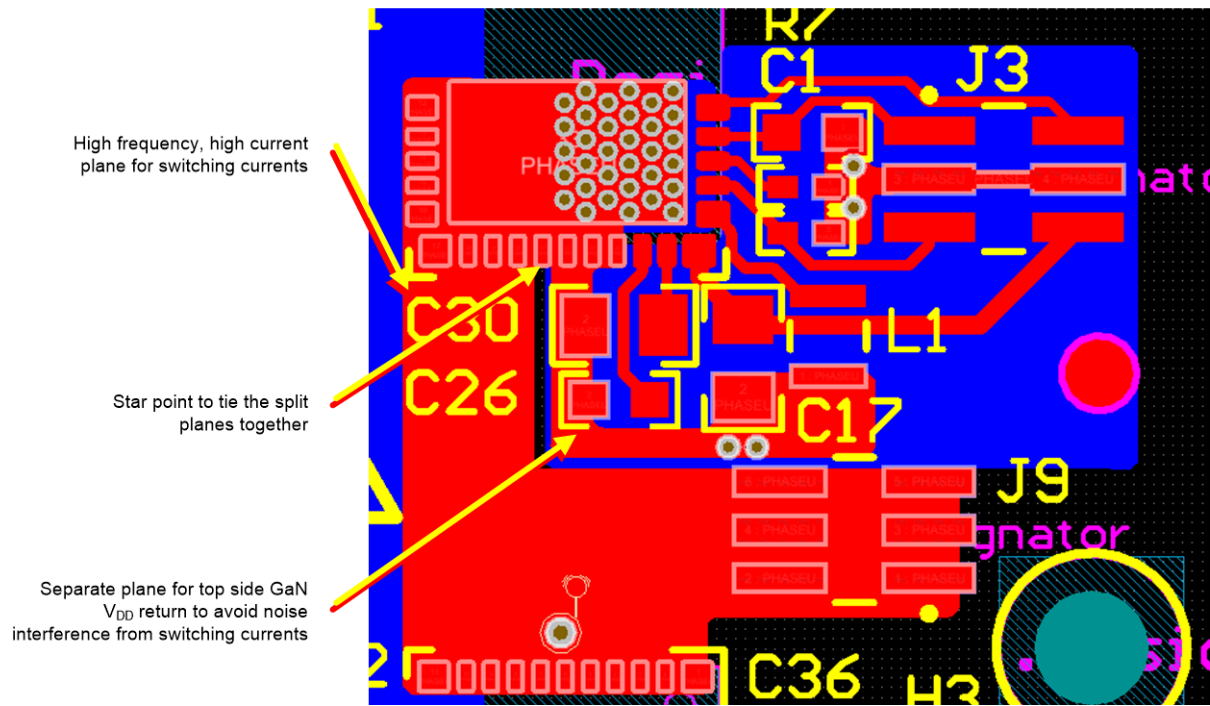
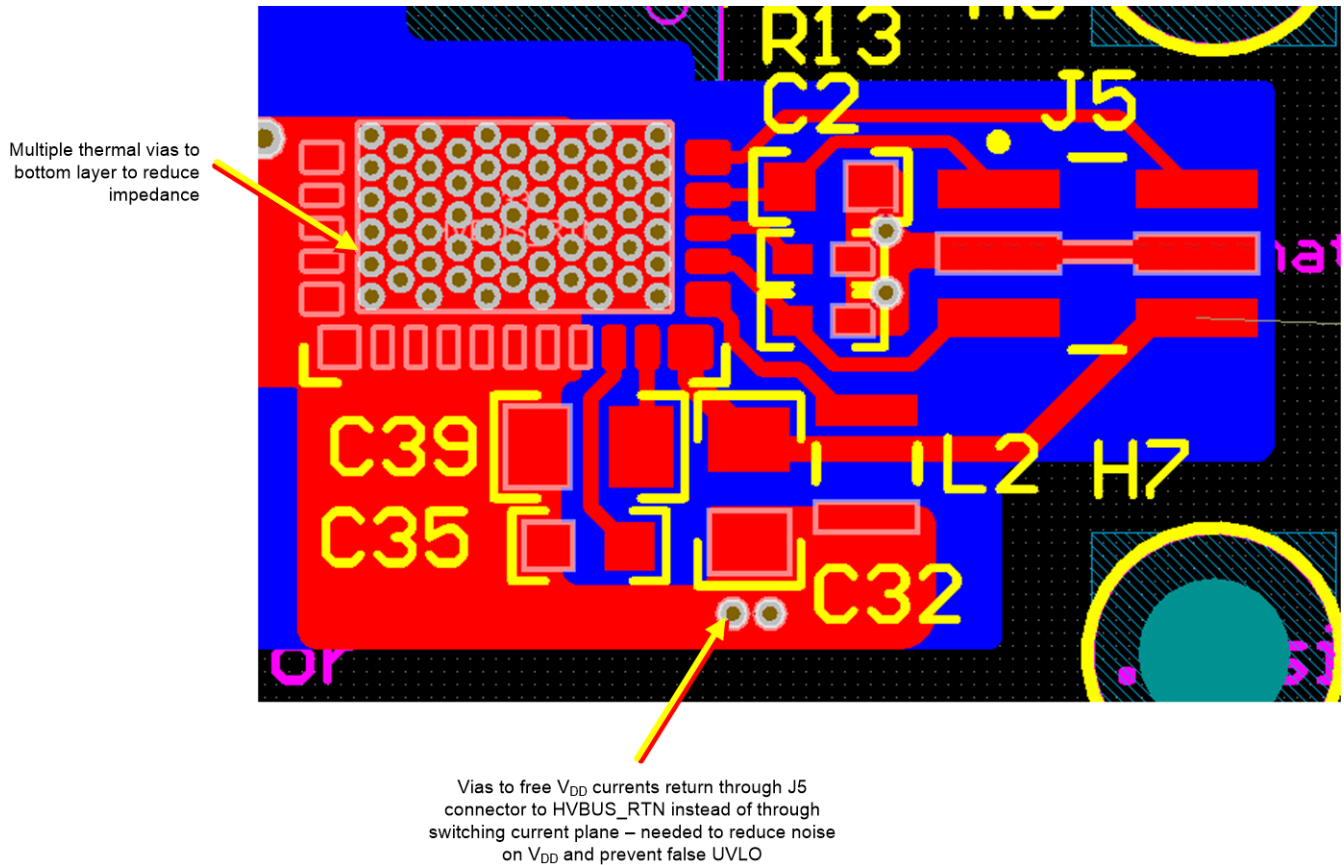


図 35. 下側 GaN の V_{DD} リターン



4.3.1 レイアウトの画像

レイヤ・プロットをダウンロードするには、[TIDA-00915](#) 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-00915](#) 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-00915](#) 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-00915](#) 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、『[High Voltage Half Bridge Design Guide for LMG3410x Family of Integrated GaN FETs](#)』アプリケーション・レポート (英語)
2. テキサス・インスツルメンツ、『[GaN FET module performance advantage over silicon](#)』ホワイト・ペーパー (英語)

5.1 商標

C2000 is a trademark of Texas Instruments.

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

6 用語

GaN— 窒化ガリウム (Gallium Nitride)

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

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

CMTI— 同相電圧過渡耐性 (Common-mode transient immunity)

HEMT— 高電子移動度トランジスタ (High electron mobility transistor)

7 著者について

SIVABALAN MOHAN 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、産業用ドライブ向けリファレンス・デザイン・ソリューションの開発を担当しています。

N. NAVANEETH KUMAR は、テキサス・インスツルメンツの産業システム/モータ・ドライブ・チームのシステム・マネージャであり、産業用ドライブ向けリファレンス・デザインの仕様策定と開発を担当しています。

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ます。

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

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、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