

Design Guide: TIDA-010255

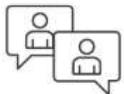
サーボドライブ/ロボティクス向け、高効率、230V_{AC}、2kW、3相 GaN インバータのリファレンス デザイン

概要

このリファレンス デザインは、6 個の高速スイッチング GaN FET を使用し、ドライバ、保護機能、温度レポート機能を内蔵した、高効率、320V_{DC} 入力、3 相電力段を提示します。また、高温側の MCU 制御機能も搭載しており、特にモーター内蔵サーボドライブやロボットアプリケーションに適しています。絶縁型デルタシグマ変調器を使用して高精度位相電流検出を実現し、非絶縁型で小型フォームファクタのデルタシグマ変調器を使用して DC リンク電圧を測定するほか、アナログ位相電圧フィードバックオプションを搭載しているため、InstaSPIN-FOC™ のような高度なセンサレス設計を検証できます。評価を容易に実行できるように、このリファレンス デザインは 3.3V の I/O インターフェイス信号に加えて、C2000™ MCU の controlCARD 向け 180 ピンコネクタと、Sitara™ AM2631 など他の MCU に接続するための 1 個の標準ヘッダを搭載しています。

参照情報

TIDA-010255	デザイン フォルダ
LMG3422R030, AMC1306M05, AMC1035	プロダクト フォルダ
ISO7741, ISO7730	プロダクト フォルダ
TPSM560R6H, TPSM82903	プロダクト フォルダ
F28379D C2000™ マイコン controlCARD™	ツール フォルダ



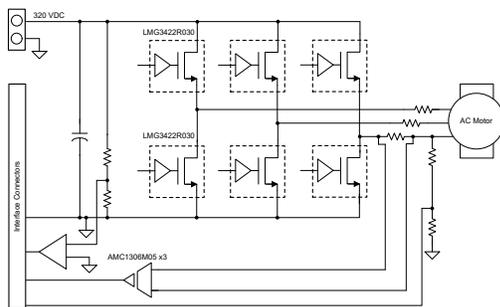
テキサス・インスツルメンツの TI E2E™ サポート・エキスパートにお問い合わせください

特長

- 99.4% のピーク効率 (16kHz PWM、320V DC リンク電圧時) を達成し、ヒートシンクのサイズを低減できる高効率 3 相 GaN-FET 出力段
- LMG3422R030 ドライバ、過電流および過熱保護機能、温度レポート機能内蔵、600V、30mΩ の GaN FET
- LMG3422R030 が内蔵する保護機能により、信頼性の向上とシステムコストの低減を実現。オンチップ温度センサにより、ダイ温度の高精度監視と安全動作領域 (SOA) の最大化が可能。
- ゼロ逆方向回復損失により、スイッチ ノードの発振を低減。高速なスイッチング能力 dV/dt (30V/ns、20V/ns ~100V/ns の範囲で設定可能) と 120ns の短いデッドタイムにより、相電圧歪みを最小化。
- 1mΩ のシャントと絶縁型デルタシグマ変調器 AMC1306M05 を使用した、±50A リニア動作範囲の高精度位相電流センシング
- 3.3V I/O インターフェイスを備えているため、C2000、Sitara または他のマイコンを使って、テキサス・インスツルメンツのモーター ドライブ向け GaN 技術を容易に評価することが可能

アプリケーション

- 単軸と多軸のサーボドライブ
- 産業用協働ロボット (コボット)



1 システムの説明

IEC 61800-9 エネルギー クラス IES2 に対応する高いエネルギー効率を達成した AC 入力 3 相インバータは、世界的なエネルギー消費量の低減に貢献するだけでなく、ヒートシンクのサイズが小さい小型高電力密度設計を可能にします。モーターが機械的の可動システム (6 軸ロボットなど) の一部になっている産業用ロボットおよびファクトリオートメーションアプリケーションで使われるモーター内蔵型サーボドライブでは特に、フォームファクタと重量は重要な役割を果たします。

モーター内蔵型 3 相インバータにはしばしば、単相 200~230V_{AC} 入力 (整流された 320V_{DC} に相当) から電力を供給します。入力電力レベルは通常 3kW 未満です。現在、230V_{AC} 入力サーボドライブの大半は、8kHz~16kHz の PWM スwitching 周波数を採用した IGBT ベースのパワー スwitch を利用しています。絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ (IGBT) の電力損失に起因して、ヒートシンクのサイズは 3 相インバータ全体のサイズの 30% よりも大きくなる場合があります。

窒化ガリウム (GaN) パワートランジスタは、8kHz~16kHz という低いパルス幅変調 (PWM) スwitching 周波数であっても、IGBT に比べて電力損失を大幅に低減するのに役立ちます。LMG3422R030 などのドライバ内蔵型 GaN-FET は、スswitching 損失と導通損失の両方を低減することで、16kHz PWM で 99.4% のピーク効率を達成できます。これにより、従来型 IGBT ベース 3 相インバータに比べて、総合電力損失を 1/4 以下に低減できます (このリファレンス デザインの 7A_{RMS} 出力位相電流を参照)。

TIDA-010255 リファレンス デザインは、6 つの高速スswitching LMG3422R030 600V 30mΩ GaN-FET を使って、高効率、ホット側 MCU 制御の 320V_{DC}、2kW、3 相出力段を実現しています。LMG3422R030 は、ドライバ、保護機能、温度通知機能を内蔵しているため、外部保護および温度監視回路のためのシステムコストを低減できると同時に、信頼性を向上させるのに有効です。インダクタとブートストラップ電源を内蔵した降圧モジュールにより、パワー マネージメントとゲート駆動バイアス電源の占有面積を低減できます。1mΩ の同相電流シャントと ±50mV 入力の強化絶縁型変調器 AMC1306M05 とを使用して、高精度で直線性の高い位相電流検出を実現します。MCU グランド (GND) がパワー GND (DC-) と等しいホット側制御に起因して、DC リンク電圧と 3 相電圧を検出するのに絶縁は不要です。非絶縁型 AMC1035 デルタシグマ変調器が DC リンク電圧を測定します。非絶縁型アナログ位相電圧帰還方式を使うと、12 ビット ADC 内蔵 C2000 MCU を使用した InstaSPIN-FOC などの高度なセンサレス設計が可能です。

産業用ドライブを使用してテキサス・インスツルメンツの GaN 技術を評価するため、このリファレンス デザインでは、C2000 MCU controlCARD (F28379D controlCARD など) と組み合わせて使うための 180 ピン HSEC コネクタと、その他のマイコン (Sitara AM2631、AM2431 など) に接続するための標準ヘッダーのどちらかで 3.3V I/O インターフェイス信号を提供しています。

このリファレンス デザインは、室温でヒートシンクを使わず、320V_{DC} の DC リンク電圧、16kHz PWM、最大 7.7A_{RMS} (連続) の 3 相出力電流を使ってテスト済みです。大電流または高い周囲温度でテストする場合、PCB の裏側にヒートシンクを取り付けることができます。PCB には取り付け穴があります。

1.1 主なシステム仕様

項目	パラメータ	仕様
入力電源	DC バス電圧	320V (標準値)、400V (最大値)
	制御電源電圧	24V ±20% (標準値)、60V (最大値)
パワー スイッチ	GaN-FET	LMG3422R030、底面放熱
	スルー レート	この設計では 30V/ns (標準値)、構成可能、100V/ns (最大値)。
	過電流および過熱保護	LMG3422R030 に統合
	障害通知	過電流、過熱、UVLO フォルト フィードバック
	温度検出 (V 相)	エンコード: 9kHz PWM (3.3V 時)
	3 相相補 PWM	8kHz~16kHz (標準値)。それ以上についてはセクション 3 を参照してください。
	PWM デッド タイム	150ns (MCU)、その結果実効的には 120ns (標準値)。これを下回る可能性があります。セクション 3 を参照してください。
相電流検出	3 相出力電流 (ヒートシンクなし)	7.7A _{RMS} (標準値、周囲温度 27°C、ヒートシンクなし)
	ヒートシンク	なし、ただし追加可能
	シャント	1mΩ シャント、3W
相電圧の検出	絶縁型変調器	±50mV (リニアな入力電圧範囲)
	測定範囲	±50A (リニア レンジ)
DC バス電圧検出	測定範囲	0V~480V (リニア レンジ)、構成可能
相電圧の検出	測定範囲	0V~480V、構成可能
絶縁	なし	MCU を DC- に接続、ホット側制御
マイコン インターフェイス	C2000 controlCARD	180 ピン HECC (5V 電源、3.3V I/O)
	MCU	100mil 標準ヘッダー (3.3V I/O)
PCB	積層	6 層、70μm の銅箔
	クリアランス距離	1.6mm (上層と下層)、0.6mm (内層)
	PCB サイズ	148mm × 116mm (5826mil × 4566mil)

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 2-1 に、ドライバ、保護機能、温度通知機能を内蔵した 6 つの高速スイッチング GaN FET を使用した、320V_{DC} 入力、高効率、ホット側 MCU 制御、3 相電力段のシステム ブロック図を示します。インダクタとブートストラップ電源を内蔵した降圧コンバータ モジュールにより、パワー マネージメントとゲート駆動バイアス電源の PCB サイズを低減できます。絶縁型デルタシグマ変調器 AMC1306M05 によって、高精度のシャント ベース相電流センシングを実現しています。DC リンク電圧は非絶縁型 AMC1035 デルタシグマ変調器を使って検出され、3 つの相電圧のためのアナログ フィードバック機能が備わっています。3.3V I/O を備えたデュアルコネクタを使うと、C2000™ MCU controlCARD またはその他のマイコン (Sitara™ AM2631 など) に接続できます。

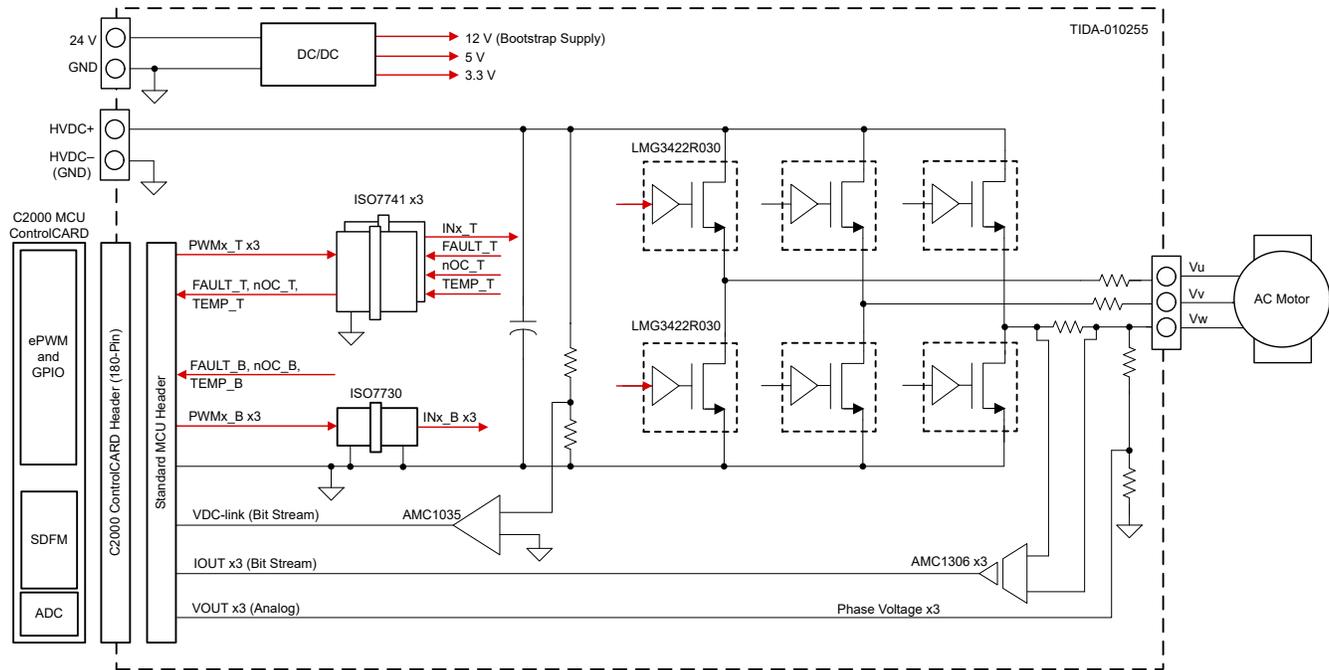


図 2-1. TIDA-010255 のブロック図

2.2 主な使用製品

TIDA-010255 リファレンス デザインは、テキサス・インスツルメンツの以下の主要なデバイスを使用しています。

2.2.1 LMG3422R030

ドライバおよび保護機能を内蔵した LMG342xR030 GaN FET 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。以下の主な機能は、モーター統合ドライブ アプリケーションの電力効率の向上とシステムの堅牢性の向上に大いに役立ちます。

- ゲートドライバ内蔵、高速スイッチング、ゼロ逆方向回復電荷を特長とする 600V 30mΩ GaN FET により、IGBT に比べて電力損失を大幅に低減
- 20V/ns~150V/ns の設定可能なスルーレートによるスイッチング性能の最適化と EMI の軽減
- 高度なパワー マネージメント機能と堅牢な保護機能 (サイクル単位の過電流保護、応答時間 100ns 未満のラッチ付き短絡保護、内部過熱に対する自己保護、UVLO 監視 / 報告など)
- LMG3422R030 の接合部温度の管理による安全動作領域 (SOA) の最適化に役立つリアルタイム高精度デジタル温度 PWM 出力
- 部品点数とフットプリントの低減に役立つ、デジタル アイソレータまたは電流センサに電力を供給するための内蔵 5V 低ドロップアウト (LDO)
- ハード スイッチング トポロジで JEDEC JEP180 認定済み
- 動作時接合部温度の絶対最大定格: -40°C~150°C

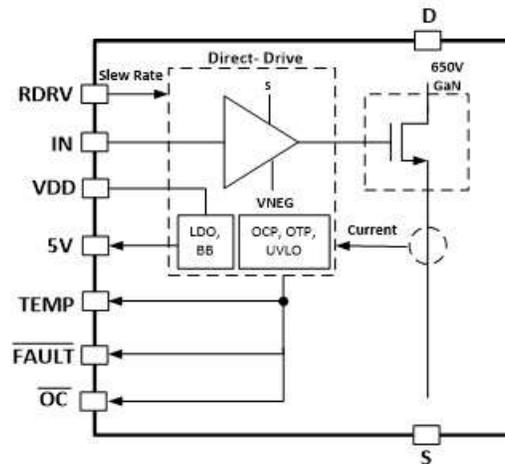


図 2-2. LMG3422R030 のブロック図

2.2.2 ISO7741

ISO7741 は、UL 1577 に準拠した定格絶縁電圧 3000V_{RMS} (DBQ パッケージ) の高性能 4 チャンネル デジタル アイソレータです。

3 つの ISO7741 デバイスにより、MCU と上側の LMG3422R030 GaN-FET との間の信号のレベル シフト機能を実装します。同じデジタル アイソレータファミリの ISO7730 では、下側と上側の信号チェーンの伝搬遅延時間を精度よく整合させており、MCU の 3V3 CMOS 信号から LMG3422R030 GaN-FET の 5V CMOS 信号への変換も行います。

ISO7741 の主な特長は次のとおりです。

- デフォルト出力 Low (F バージョン) は、入力電力または信号が失われた場合に PWM を Low に駆動するのに役立ちます。
- 小さい伝搬遅延: 10.7ns (標準値、5V 電源) により、上側と下側の PWM 信号の伝搬遅延時間を精度よく整合
- 566VDC の最大定格絶縁動作電圧と 100kV/μs (標準値) の高い同相過渡耐性 (CMTI)。ロジック GND が負の DC バス電圧を基準とする 230V_{AC} ホット側制御電源システムで動作。
- クワッド (ISO7741F) またはトリプル (ISO7730F) チャンルのデジタル絶縁により、フットプリントを低減
- 広い周囲温度範囲: -55°C ~ 125°C

2.2.3 AMC1306M05

AMC1306M05 は、シャント方式高精度相電流検出に適した、小型で高精度の強化絶縁型デルタ シグマ変調器です。この設計の主な特長は次のとおりです。

- ±50mV の差動入力電圧範囲により、より小さいシャントの使用と、±250mV の入力電圧範囲を持つ変調器に比べて消費電力の 80% 低減が可能
- ±50μV の超低オフセット、1μV/°C (最大値) のオフセットドリフト、82.5dB (標準値) の高 SNR により、オフセット較正の不要化と、優れた DC および AC 性能を実現
- 100kV/μs (標準値) という高い同相過渡耐性 (CMTI) により、より高いスルーレートの GaN-FET で動作可能。AMC1306M05-Q1 バージョンは、100kV/μs (最小値) の CMTI をサポート。
- 2121V_{DC} の最大定格絶縁動作電圧により、ロジック GND が負の電源レールを基準とする、ホット側制御の電源システムで動作可能
- 拡張産業用温度範囲に対応: -40°C ~ +125°C

2.2.4 AMC1035

AMC1035 は、ホット側 MCU 制御の 3 相電力段による高精度電圧および温度検出に最適化された非絶縁型デルタ シグマ変調器です。AMC1035 の主な特長は次のとおりです。

- $\pm 1V$ の入力電圧範囲と $1.6G\Omega$ (標準値) の高い差動入力抵抗により、電圧検出のための高インピーダンス抵抗分圧器に直接接続可能
- 非常に小さいオフセット ($\pm 0.5mV$) とオフセットドリフト ($6\mu V/^{\circ}C$ 以下)、高い SNR (87dB) (標準値) により、優れた DC および AC 性能を実現
- 小型の 8 ピン SOIC ($4.9mm \times 3.9mm$)
- 拡張産業温度範囲の全体にわたって完全に仕様を規定: $-40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ の動作温度に対応しているため、モーター内蔵インバータの高い周囲温度でも動作可能

2.2.5 TPSM560R6H

TPSM560R6H 電源モジュールは、60V 入力の降圧型 DC/DC コンバータとパワー MOSFET、シールド付きインダクタ、受動素子を、放熱特性の優れた QFN パッケージに統合した高集積 600mA 電源ソリューションです。

- 最大 60 V の広い入力電圧範囲、最大 66 V の過渡に対して保護
- 占有面積の小さい QFN パッケージ ($5.0mm \times 5.5mm \times 4.0mm$)、シールド付きインダクタを内蔵
- 優れた熱性能: $85^{\circ}C$ でエアフローなしのとき、最大 9.6W の出力
- 動作時の接合部温度範囲: $-40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$

2.2.6 TPSM82903

TPSM82903 は、使いやすく、高効率、小型、フレキシブルな、3A、3V \sim 17V、同期整流降圧 DC/DC コンバータ MicroSiP™ パッケージ モジュールです。:

- インダクタを内蔵した小型パッケージ ($3mm \times 2.8mm$)
- 構成可能な出力電圧オプション: 0.6V \sim 5.5V
- $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$ の範囲で $\pm 0.9\%$ の帰還電圧精度

各デバイスの詳細については、www.ti.com のそれぞれの製品フォルダを参照するか、このリファレンス デザインの「[リソース](#)」セクションの製品フォルダのリンクをクリックしてください。

3 システム設計理論

3.1 パワー スイッチ

ホット側制御の 3 相電力段は、ゲートドライバ内蔵、高速スイッチング、ゼロ逆方向回復電荷を特長とする 600V 30mΩ GaN FET である LMG3422R030 を 6 つ使用しているため、320V_{DC} 入力モーター統合型ドライブで使用する場合、IGBT に比べて電力損失を大幅に低減できます。

3.1.1 GaN-FET の選択基準

すでに低い 8kHz~16kHz の PWM スwitching 周波数でも電力損失を最小限に抑えるため、底面放熱型であり、かつ $R_{DS(on)}$ が非常に小さい (30mΩ) という理由で、LMG3422R030 が選択されました。本デバイスは、テストラボで一般的に見られるように、室温の周囲温度で、ヒートシンクを使わなくても、7.7A_{RMS} 以上の最大連続出力電流を達成することができます。

図 3-1 に、3 相インバータのパワー スイッチ損失の推定値と出力相電流との関係を示します (LMG3422R030、DC リンク電圧 320V、16kHz PWM、T_j 25°C時)。連続出力電流を約 6.5A_{RMS} 未満にする必要があるアプリケーションでは、LMG3422R050 を使うと、 $R_{DS(on)}$ がより大きくなるにもかかわらず、電力損失を低減できます。なぜなら、出力電荷量 $Q_{OSS(tr)}$ がより小さいためです。

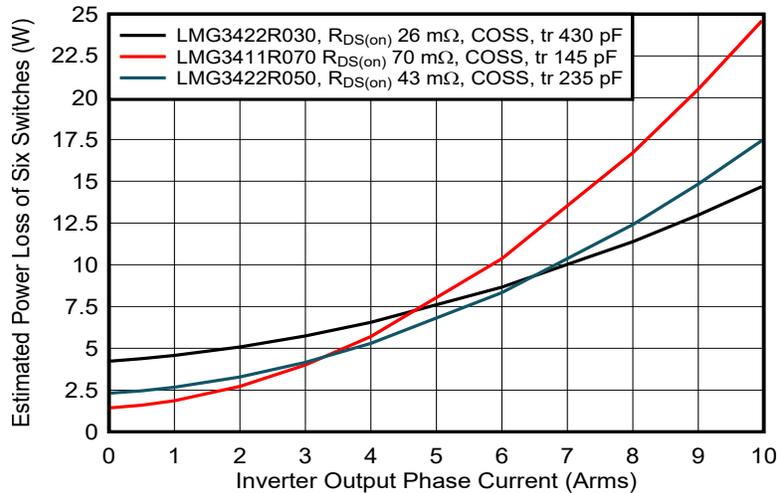


図 3-1. 320V_{DC} を供給した 3 相インバータのパワー スイッチ損失の推定値 (16kHz PWM 時)

3.1.2 HVBUS のデカップリングと 12V ブートストラップ電源

LMG3422R030 GaN-FET の定格は 600V ですが、この設計の定格は 400V_{DC} (最大値) です。各銅層上のパターンまたはポリゴン間の PCB クリアランスは、60V_{DC} または 25V_{AC} を超える電圧がその間に印加される場合、内層で最小 0.8mm、最上層と最下層で最小 1.6mm です。

この設計では、3 つのハーフブリッジのそれぞれに同じ部品を使用するマルチチャンネル回路図を使用しています。位相を区別するため、コンポーネント指定子に _U_、_V_、_W_ が追加されています。以下の説明では、位相の指定子は示されていません。たとえば、R20_U、R20_V、R20_W の代わりに、単に R20 が使われています。

図 3-2 に、2 つの LMG3422R030 デバイス (定格 600V) を使用したハーフブリッジ位相 V の回路図を示します。各ハーフブリッジには、HVBUS と GND との間に 4 つの並列デカップリング コンデンサ (10nF × 2、100nF × 2、定格 1kV) が接続されています。

12V_{DC} 非絶縁型レールが、3 つの下側 LMG3422R030 デバイスに電力を供給します。高電圧ダイオード D1、3.3Ω の電流制限抵抗 R6、10μF のバルク コンデンサ C1 を使用したブートストラップ構成は、3 つの上側 LMG34022R030 の各デバイスにフローティング 12V 電源を供給します。C1 バルク コンデンサと並列に 16V のツェナー ダイオードを接続することで、LMG3422R030 の電源電圧が VDD の最大電圧の推奨値である 18V を確実に下回るようにしています。これは、第 3 象限動作中にスイッチ ノード電圧が GND を下回り、ブートストラップ コンデンサが 12V 電源レールと、第 3 象限のソース - ドレイン間電圧 V_{SD} (ソース電流 20A で 5V (標準値)) の和まで充電されるという理由で必要です。10μF

の大きなバルクコンデンサ C1 と 3.3Ω の電流制限抵抗 R6 に起因して、上側の GaN-FET がターンオンする前に、C1 バルクコンデンサが 12V 近くまで充電されるように、電源投入後、下側の GaN-FET を十分な時間ターンオンさせる必要があります。

LMG3422R030 統合型昇降圧コンバータの場合、LMG3422R030 の BBSW ピンとスイッチ ノードのフローティンググラウンド (上側 GaN-FET) および GND (下側 GaN-FET) との間に 4.7μH のインダクタを配置します。2.2μF のコンデンサは、内部昇降圧コンバータの負出力 (VNEG) をバイパスします。VNEG は、デプレッション型 GaN-FET をターンオフさせるために使用されます。

3.1.3 GAN_FET のターンオンスルーレートの設定

LMG3422R030 では、目的のスルーレートを得るためにデバイスの駆動強度を調整できるため、スイッチング損失とノイズ結合を柔軟に最適化できます。一般に、スルーレートが高いとスイッチング損失は小さくなりますが、電圧オーバーシュート、ノイズ結合、EMI 放射も大きくなる可能性があります。このリファレンス デザインでは、200kΩ 抵抗 (上側の GaN-FET の場合 R9、下側の GaN-FET の場合 R19) を使って、ターンオンのスルーレートを 30V/ns に設定しています。過渡ノイズを除去するため、100pF のコンデンサ (上側の GaN-FET の場合 C8、下側の GaN-FET の場合 C25) を並列に配置します。LMG3422R030 (『LMG342xR030、ドライバ、保護、温度レポート機能を内蔵した 600V 30mΩ GaN FET』) データシートに記載されているように、ターンオン スルーレートは、それぞれ上側の LMG3422R030 の場合 R9、下側の LMG3422R030 の場合 R19 を変更することで調整できます。このリファレンス デザインでは、絶縁型変調器 AMC1306M05 とデジタル アイソレータ ISO7741 の同相過渡耐性 (CMTI) 仕様の標準値を超えないように、スルーレートの最大値を 100V/ns 以下に設定しています。

3.1.4 PWM 入力フィルタとデッドタイムの計算

過渡的なスイッチング ノイズに対する耐性を向上させるため、LMG3422R030 の IN ピンに入力ローパスフィルタを接続することを推奨します。この設計では 3MHz の入力ローパスフィルタ (上側に R10 (100Ω) と C10 (560pF)、下側に R20 と C48) を使っています。伝搬遅延時間を精度よく一致させるため、許容誤差 5% 以下のコンデンサを推奨します。非常に大きいスイッチング電流でのシステムの過渡ノイズ耐性をさらに高めるため、時定数 (特に容量) は、LMG3422R030 データシートで推奨されている 100Ω と 22pF よりも大きくしています。システムの必要に応じて、テスト中に調整を行います。

この設計のターンオンおよびターンオフ時の実効的な伝搬遅延は、LMG3422R030 の 1.9V (標準値) の正方向入力スレッショルド電圧と、1V (標準値) の負方向入力スレッショルド電圧の関数です。式 1 と式 2 に、5V CMOS ロジック PWM 信号を想定した実効的な信号遅延を示します。

$$t_{D_IN(ON)} = -\ln\left(1 - \frac{V_{IN,IT+}}{5V}\right) \times C10 \times R10 = 27 \text{ ns} \quad (1)$$

$$t_{D_IN(OFF)} = -\ln\left(\frac{V_{IN,IT-}}{5V}\right) \times C10 \times R10 = 90 \text{ ns} \quad (2)$$

式 1 と式 2 に記載された入力フィルタを通過する PWM 信号遅延に加えて、LMG3422R030 はターンオンおよびターンオフ遅延を持っており、それは設定されたスルーレートに依存します。スルーレートを 30V/ns に設定している場合、LMG3422R030 のターンオン遅延は約 75ns (標準値)、ターンオフ遅延は約 44ns (標準値) です。したがって、PWM 信号からスイッチ ノードまでの実効的な電圧遅延は、ターンオン時で約 102ns、ターンオフ時で約 134ns です。実効的なターンオン遅延はターンオフ遅延より 32ns 短いので、MCU の PWM モジュールによって生成される相補 PWM のデッドタイムを設定する際は、これを考慮する必要があります。

この設計では、150ns の PWM デッドタイムを生成するように TMS320F28379D マイコンを構成したため、実効的なデッドタイム (標準値) は約 120ns (118ns) となりました。これにより、実効的な総合ターンオンおよびターンオフ遅延のばらつきに対応するのに十分なマージンが得られました。

C10 (100pF) と C48 (100pF) を使用して、PWM フィルタの時定数を 10ns と小さくすることも可能ですが、この設計ではテストしていません。より小さい時定数 (10ns) の PWM フィルタを使うと、伝搬遅延 $t_{D_IN(ON)}$ が約 4.7ns、 $t_{D_IN(OFF)}$ が約 16ns に短縮されるため、実効的なデッドタイムをさらに短縮できます。

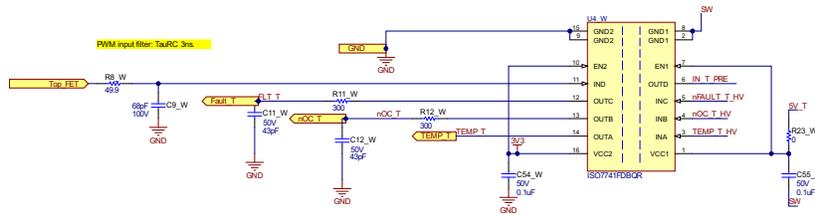


図 3-3. 上側 GaN-FET 用にデジタル アイスレータを使ったレベル シフタの回路図

ISO7730F トリプル チャネル デジタル アイスレータは、ISO7741F と同じファミリに属しており、LMG4322R030 の下側 GaN-FET を使って、MCU からの 3.3V CMOS 信号を 5V CMOS 信号に変換すると同時に、下側と上側の PWM 信号の間の伝搬遅延を精度よく一致させます (図 3-4 を参照)。

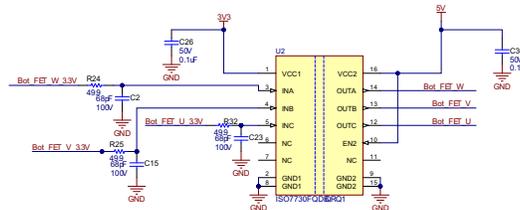


図 3-4. 下側 GaN-FET 用にデジタル アイスレータを使ったレベル シフタの回路図

3.1.6 LMG3422R030 故障通知

LMG3422R030 GaN-FET には過電流保護回路 (OCP)、短絡保護回路 (SCP)、過熱保護回路 (OTP)、低電圧誤動作防止回路 (UVLO) が内蔵されています。詳細については、[LMG3422R030 データシート](#)を参照してください。3 つの上側 GaN FET のそれぞれの個別の フォルト および OC フィードバック信号は、ISO7741 クラウド チャネル デジタル アイスレータによって 3.3V にレベル シフトされます。図 3-5 に示すように、各フォルト信号は、高周波過渡ノイズを減衰させるため、300Ω と 47pF の RC ローパス フィルタでローパス フィルタ処理され、3 つの下側 GaN-FET と 3 つの上側 GaN-FET のために 3 入力 AND ゲートを使って論理的に結合されます。したがって、MCU は上側または下側の GaN-FET のフォルトおよび過電流イベントをそれぞれ監視できます。信号 nOC_T、nOC_L、GaN_FAULT_L、GaN_FAULT_T は、C2000 controlCARD のコネクタ J2 とマイコンのヘッダ J11 に配線されています。

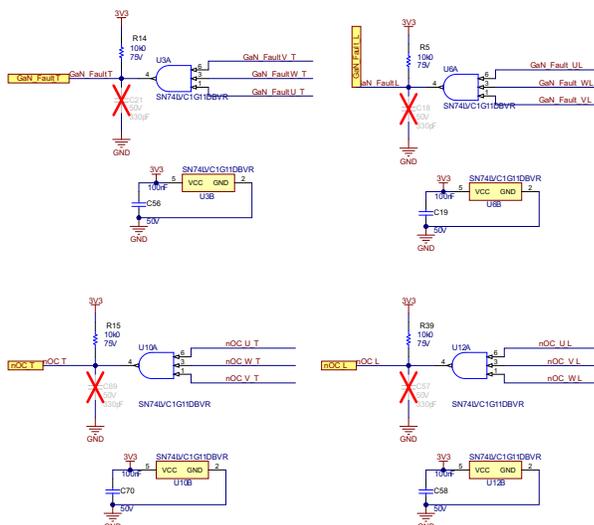


図 3-5. GaN-FET フォルトおよび過電流通知の回路図

3.1.7 LMG3422R030 の温度監視

各 LMG3422R030 の TEMP ピンは、GaN FET の接合部温度に関する情報を提供するプッシュプル デジタル出力です。LMG342R030 の TEMP ピンは 9kHz (固定) のパルス波形を出力します。デバイス接合部温度は PWM 波形のデ

ューティサイクルとして符号化されます。この PWM デューティサイクルは、温度 25°C で約 3%、温度 150°C で約 82% です。温度が 150°C を超えると、過熱フォルトが発生するまでデューティサイクルは直線的に増加し続けます。過熱フォルトが発生すると、TEMP ピンが High にプルされ、このフォルトを示します。過熱フォルトをクリアするためのヒステリシスが備わっています。

セクション 3.1.4 に示すように、6 つの LMG3422R030 デバイスのそれぞれの TEMP 信号は 5V から 3.3V にレベル変換されます。この設計では、V 相ハーフブリッジの TOP_TEMP_V と BOT_TEMP_V の PWM 温度信号のみが MCU で使用できます。R13 (R33) と C20 (C47) による 1.5kHz ローパスフィルタは、2 つの信号が C2000 controlCARD コネクタ J1 と MCU ヘッダ J7 に接続される前に、9kHz の PWM キャリアを減衰させます。より精密な温度センシングを実現するには、オフセットおよびゲイン較正と、MCU に内蔵された ADC によるオーバーサンプリングを推奨します。式 3 に、ローパスフィルタ処理された TEMP PWM 信号から LMG3422R030 の接合部温度を計算するための単純化された伝達関数を示します (ここでは、3.3V の電源電圧を仮定しています)。

$$T_{JLMG3422}[^{\circ}\text{C}] = \frac{(\text{TOP_TEMP_V}[\text{V}] - 0.099[\text{V}])}{2.607[\text{V}]} \times 125[^{\circ}\text{C}] + 25[^{\circ}\text{C}] \quad (3)$$

3.2 相電流のセンシング

3 相インバータの出力の相電流は、1mΩ シャントと、±50mV のリニアな入力電圧範囲に対応する AMC1306M05 高精度強化絶縁型デルタシグマ変調器を使用して測定されます。そのため、±250mV の入力電圧範囲を持つ変調器が必要とされる 5mΩ のシャントに比べて、より小さいシャントを使用でき、シャント損失を 80% 低減できます。この設計では、AMC1306M05 は±64A の最大入力範囲、±50A のリニア入力電圧範囲に対応しています。図 3-6 に、AMC1306M05 の回路図を示します。

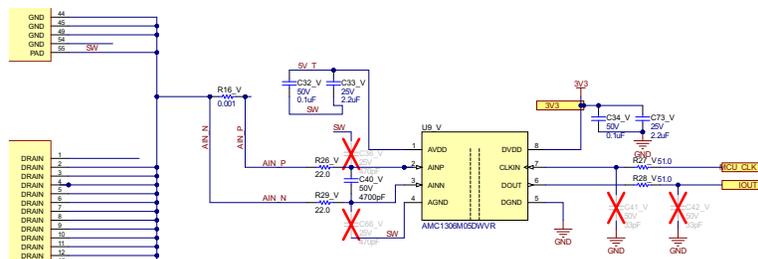


図 3-6. シャントと AMC1306M05 絶縁型変調器による V 相電流検出の回路図

3.2.1 シャント

ヒートシンクなしで 7.7A_{RMS} の公称最大出力電流を流した際の 1mΩ シャントの電力損失は 60mW であり、その設計にヒートシンクを取り付けた場合、損失 1.6W で 40A_{RMS}(過渡)を流すことができます。シャント R16 のパッケージと電力定格として 3W を選択しました。±250mV のリニア入力電圧範囲を持つ AMC1306M25 を評価する目的で、また、底面冷却 GaN-FET 用のヒートシンクを使ってより大きな負荷電流でシステムをテストする目的で、より抵抗の大きいシャント (5mΩ など) に置き換えることもできます。

レイアウトでは、シャントから差動入力フィルタ R26、R29、C40 までケルビン接続を使い、信号 AIN_N および AIN_P を差動で配線します。AMC1306 の AGND は、GaN-FET の上面ソース (SW) に接続されたシャント端子に接続します。このリファレンスデザインでの配線を容易にするため、AIN_N はスイッチ ノード (SW) と同じ電位に設定しているため、位相電流は、モーターの位相電流を反転した電流として測定されます。

3.2.2 AMC1306M05 のアナログ入力フィルタ

エイリアシングを防止するには、sinc³ デシメーションフィルタのオーバーサンプリング比に応じて、絶縁型変調器のサンプリング周波数の半分を超えるノイズを減衰させます。AMC1306M05 の内蔵アンプは 800kHz の帯域幅と高い同相除去比を備えていますが、変調器のクロック周波数が 20MHz 未満のシステムや、周波数の高いシステムノイズが発生するシステムの場合、外付けのアンチエイリアシングローパスフィルタと同相入力フィルタコンデンサ (任意) を追加できます。差動入力フィルタ R26、R29、C40 のカットオフ周波数は 770kHz に設定されており、3 相インバータ PCB の過渡ノイズスペクトルに調整することもできます。20MHz の変調器クロックを使用している場合、この入力フィルタにより入力信号をさらに約 22dB (10MHz において) 追加で減衰させることができます。

一般的な指針として、同相コンデンサ C36 および C66 には、差動フィルタコンデンサの 10~20 分の 1 の容量を選択します。この設計では 470pF を選択しており、カットオフ周波数は 15MHz です。2 つの同相コンデンサ C36 および C66 のミスマッチにより、対応するローパスフィルタのカットオフ周波数が変化するため、カットオフ周波数の前後またはそれ以上の同相モードノイズが残留差動ノイズに変換される可能性があります。770kHz 差動ローパスフィルタの低域カットオフ周波数によって残留差動ノイズがそれぞれ減衰されるように、許容誤差が 5% 以下のコンデンサを選択します。

3.2.3 AMC1306M05 デジタル インターフェイス

デジタル インターフェイスは、変調器クロック入力とビットストリーム データ出力のみを使うシンプルなものです。R28 は 51Ω の直列終端抵抗です。コンデンサ C42 は、必要に応じてスルーレートを低減し、放射エミッション (EMI) を低減するために任意で使えます。カットオフ周波数 95MHz の無線周波数 (RF) フィルタ R27 および C41 は、クロック信号の高周波 RF ノイズ (システム内に存在する場合) を減衰させるために任意で使えます。

3 つの電流検出変調器のために、1 つの変調器クロック信号 MCU_CLK_I を MCU から供給する必要があります。図 3-7 は、対応するクロックバッファ出力が 51Ω の直列終端を備えており、3 つの AMC1306M05 変調器のそれぞれと、同様の長さの星型トポロジで配線されていることを示しています。AMC1306M05 は 5MHz~21MHz の変調器クロックをサポートしています。

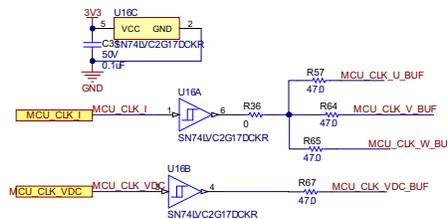


図 3-7. クロック バッファの回路図

3.2.4 AMC1306M05 電源

AVDD アナログ電源は、スイッチ ノード SW を基準とする +5V_T ブートストラップ電源から給電され、2 つの並列コンデンサ C32 (100nF) および C33 (2.2μF) でデカップリングされています。DVDD デジタル電源は 3.3V 電源から給電され、やはり 100nF と 2.2μF でデカップリングされています。

3.3 DC リンク (HV_BUS) 電圧の検出

TIDA-010255 は、単相 200V_{AC}~250V_{AC} の入力に対応する、320V_{DC} の公称 DC リンク電圧と 400V_{DC} の最大 DC リンク電圧で動作するように設計されています。3 相 PWM の対応するデューティサイクルを計算し、過電圧と低電圧を監視し、位相電圧の振幅を推定するには、DC リンク電圧を正確に検出することが重要です。

ホット側制御アーキテクチャのおかげで、非絶縁型デルタシグマ変調器 AMC1035 と、対応する高電圧抵抗分圧器を使用して、DC リンク電圧を検出できます。AMC1035 の最大バイポーラ入力電圧範囲は ±1.25V、リニア入力電圧範囲は ±1V です。高インピーダンス抵抗分圧器 R1、R2、R3、R4 は 480V_{DC} のバス電圧を分圧し、AMC1035 の入力に 1V の信号を供給します。R1、R2、R3 は高電圧抵抗です。

AMC1035 アナログ入力フィルタは、セクション 3.2.2 の AMC1306M05 と同様に設計されています。ただし、カットオフ周波数は最初は約 23kHz に設定されています。アナログ入力フィルタは R4、R42、R44、C65 によって決定され、DC バス上の AC 電圧リップルを監視するシステムなどでは、目的のより低いまたは高いカットオフ周波数に変更できます。

DOUT にビットストリーム データを出力するように構成するには、MCE ピンを Low に設定します。DOUT のデータは、CLKIN に印加するクロック信号の立ち上がりエッジで変化します。ラインの終端とフィルタリングは、セクション 3.2.3 に記載しているものと同様です。別のクロック信号 MCU_CLK_VDC_BUF は、DC リンク電圧検出と異なるクロックレートで同様のことを行うために印加しています。この信号は、今度は 3 つの電流検出変調器 AMC1306M05 のために構成されています。AMC1035 は、9MHz~21MHz のクロック入力信号をサポートしています。この設計では REFOUT は使われておらず、C27 (3.3nF) と直列抵抗 R17 (56Ω) で終端されています。

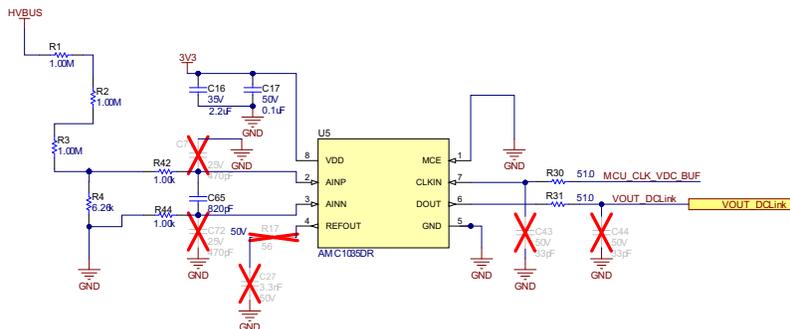


図 3-8. 非絶縁型変調器を使用した DC リンク電圧検出の回路図

3.4 位相電圧の検出

TIDA-010255 は、通常はホット側制御マイコンに内蔵された A/D コンバータを使用して 3 相電圧を検出する機能を備えています。LMG3422R030 GaN-FET はデッドタイムが 100ns と非常に小さいため、PWM デューティ サイクルと DC リンク電圧を使用して位相電圧を正確に推定できます。

GND を基準とした位相電圧は、高電圧抵抗分圧器と、PWM スwitching 周波数成分を減衰させるためのローパスフィルタを使用して検出されます。高インピーダンスの抵抗分圧器 R7、R18、R55、R4 は 480V_{DC} の位相電圧 (GND 基準) を分圧し、3V 信号を供給します。PWM キャリア周波数成分を減衰させるため、ローパスフィルタ R58 および C49 は 360Hz のカットオフ周波数を持っています。V_PHASE の最大電圧を約 3.6V にクランプするショットキー ダイオードは意図的に追加していません。これは、360Hz のローパスフィルタは高周波過渡を抑制する必要がある一方で、480V_{DC} の過渡 DC リンク電圧の動作条件でも電圧が 3V を超えないことを想定しているためです。

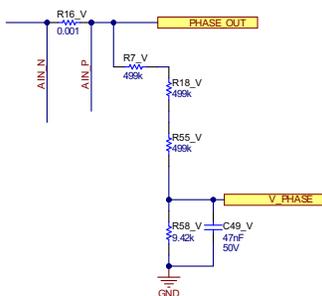


図 3-9. 位相 V と GND との間のアナログ位相電圧の検出の回路図

3.5 制御電源

TIDA-010255 では、12V、5V、3.3V 非絶縁型電源レールを生成して、180 ピン コネクタ J1 および J2 経由で信号チェーンと C2000 MCU controlCARD に電力を供給するため、許容誤差 $\pm 20\%$ の外部 24V DC 電源をコネクタ J5 に接続する必要があります。

警告

TIDA-010255 は、ハイサイド パワー スイッチと、絶縁型デルタシグマ変調器などの関連センシング部品専用に機能絶縁された、ホット側 MCU 制御による電力段です。24V 制御電源の GND 基準は、高電圧 GND HV_GND に接続します。

図 3-10 に、12V、5V、3.3V のポイント オブ ロード電源を示します。ダイオード D6 は、24V 電源の逆極性接続を防止します。

電源ツリーの最初の段は 24V 入力を変換して 12V 出力に変換します。この DC/DC 降圧変換には、シールド付きインダクタを内蔵した TPSM560R6H パワー モジュールを使用します。出力電圧は、VOUT が 12V になるように、『TPSM560R6H、Enhanced HotRod™ QFN パッケージ封止、60V 入力、1V~16V 出力、600mA パワー モジュール』データシートの

「標準的な R_{FBB} 値」表に従って、帰還抵抗 R_{41} (10k Ω) および R_{43} (90k Ω) によって設定します。入力および出力容量は **TPSM560R6H** データシートの「入力および出力容量の最小値」の要件に従います。

電力ツリーの 2 段目は 12V を 5V に変換します。この変換には、超小型 MicroSiP パッケージ モジュールに封止された、インダクタ内蔵、3A、3V~17V、DC/DC コンバータ **TPSM82903** を使用します。出力電圧は、 V_{OUT} が 5V になるように、帰還抵抗 R_{34} (732k Ω) および R_{45} (100k Ω) によって設定します。『**TPSM82903**、MicroSiP パッケージ封止、インダクタ内蔵、3A、3V~17V、高効率、低 I_Q 、降圧コンバータ モジュール』データシートの「出力電圧の設定」表に従って、 R_{43} の抵抗値を 182k Ω に、 R_{45} の抵抗値を 24.9k Ω に減らします。

電源ツリーの 3 段目でも、**TPSM82903** を使用して 5V を 3.3V に変換します。出力電圧は、 V_{OUT} が 3.3V になるように、**TPSM82903** データシートの「出力電圧」表に従って、帰還抵抗 R_{46} (113k Ω) および R_{47} (24.9k Ω) によって設定します。3.3V 出力は、MCU 経由で $3V3_EN$ 信号をプルダウンすることで無効化できます。

12V、3.3V、5V レールが利用可能な場合、対応するインジケータ LED D_3 、 D_4 、 D_5 が点灯します。

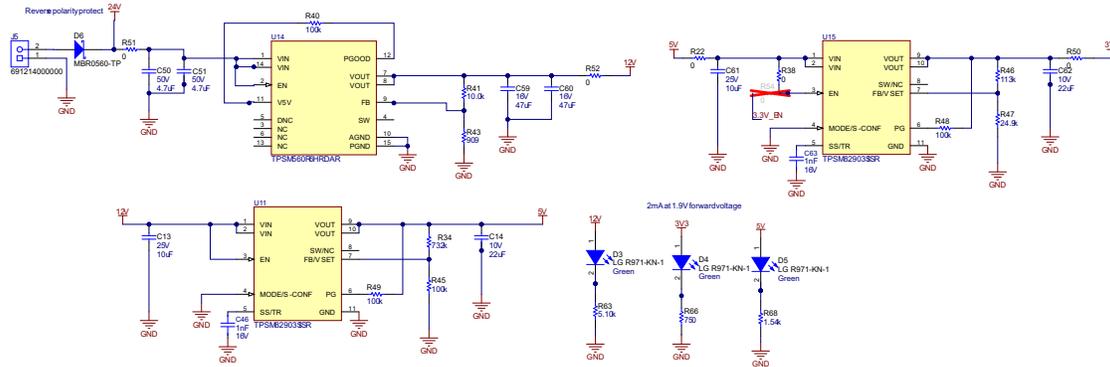


図 3-10. 12V、5V、3.3V レールを備えた 24V 制御電源の回路図

3.6 MCU インターフェイス

3 相 GaN-FET 電力段を簡単に評価できるように、3.3V I/O を使ってマイコンと接続するための 2 つのコネクタが備わっています。180 ピン・コネクタ J_1 および J_2 は、F28379D controlCARD などの C2000 controlCARD のピン割り当てに適合しています。TIDA-010255 で生成された 5V レールは、C2000 controlCARD にも電力を供給します。

この設計は、デルタシグマ変調器 **AMC1035** および **AMC1306** とのデジタル インターフェイスのためにクロック エッジ遅延補償をサポートしています。たとえば、C2000 MCU は、ePWM6B (**AMC1035**) と ePWM7B (**AMC1306**) を使用して 20MHz クロックを生成し、ePWM6A と ePWM7A を使用して位相シフトされた 20MHz クロックを生成します。ePWM6B または ePWM7B のクロック信号はクロック バッファに接続され、**AMC1306M05** または **AMC1035** クロック入力を駆動します。ePWM6B、ePWM7B クロック信号は SDFM クロック入力 ($SD1_C_1$ 、 $SD1_C_2$ など) に接続されています。ePWM6A と ePWM6B、または ePWM7A と ePWM7B との間の位相シフトは、SDFM データ入力のビットストリーム データ信号の最適なセットアップおよびホールド時間 (たとえば、 $SD1_D_1$ と、 $SD1_C_1$ の立ち上がりクロック エッジとの関係) が測定されるまで、ソフトウェアで調整できるようになりました。

ヘッダ J_6 、 J_7 、 J_8 、 J_9 、 J_{11} は、その他のマイコン (Sitara **AM2631** など) とのインターフェイスのために一般的に使われているものです。マイコン コネクタのピン配置については、[セクション 4.1.2](#) を参照してください。

4 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

4.1 ハードウェア要件

4.1.1 PCB

6 つ LMG3422R030 GaN-FET デバイスのほか、3 相電流シャント、高電圧電源入力コネクタ J3、24V 入力電源コネクタ J5、3 相モーター コネクタ J4、コネクタ J6~J9、J11 (外部マイコンに接続)、J1 および J2 (F28379D C2000 MCU controlCARD とのインターフェイス) を PCB の上面に実装しています。

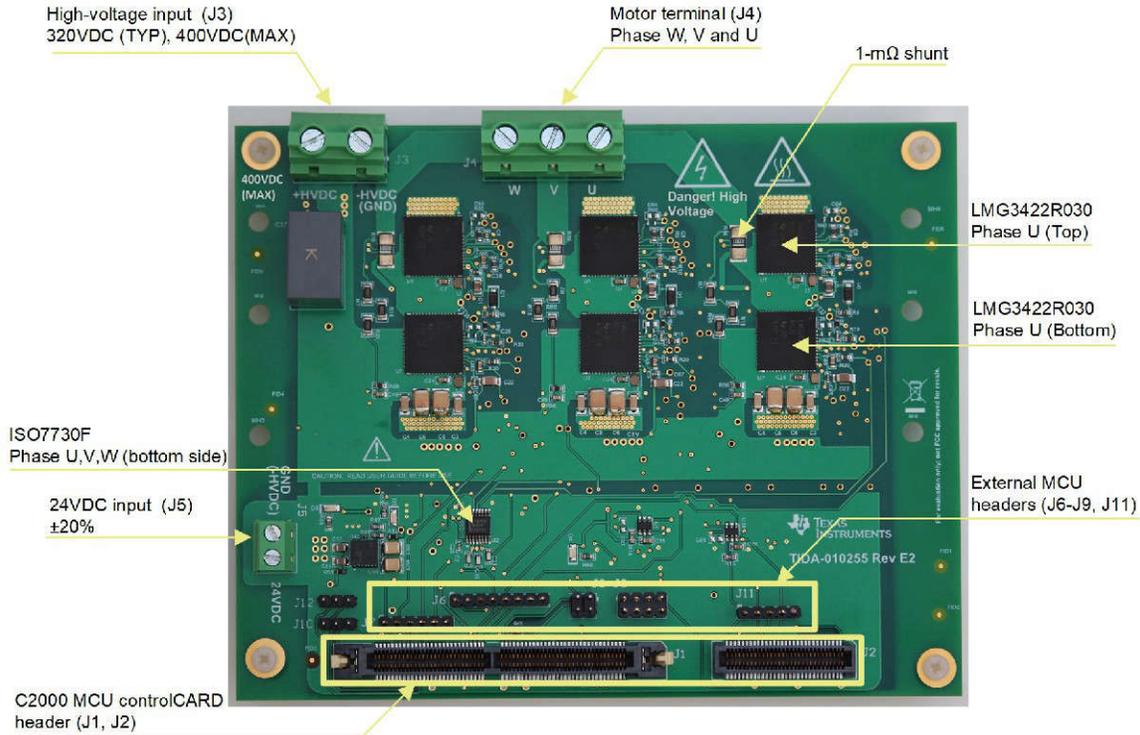


図 4-1. TIDA-010255 の PCB の上面図

PCB の裏側には、3 つの絶縁型変調器 AMC1306M25、DC リンク電圧検出用の AMC1035 デルタ シグマ変調器と抵抗分圧器、PWM レベル・シフト用の 6 つのデジタル アイソレータ ISO7741 が見えます。左側と右側に示す 6 つの穴を使うと、PCB の裏側にヒートシンクを取り付け、底面放熱型 LMG3422R030 GaN-FET が乗っている 6 つの銅プレーンにそれらのヒートシンクを熱的に接続できます。

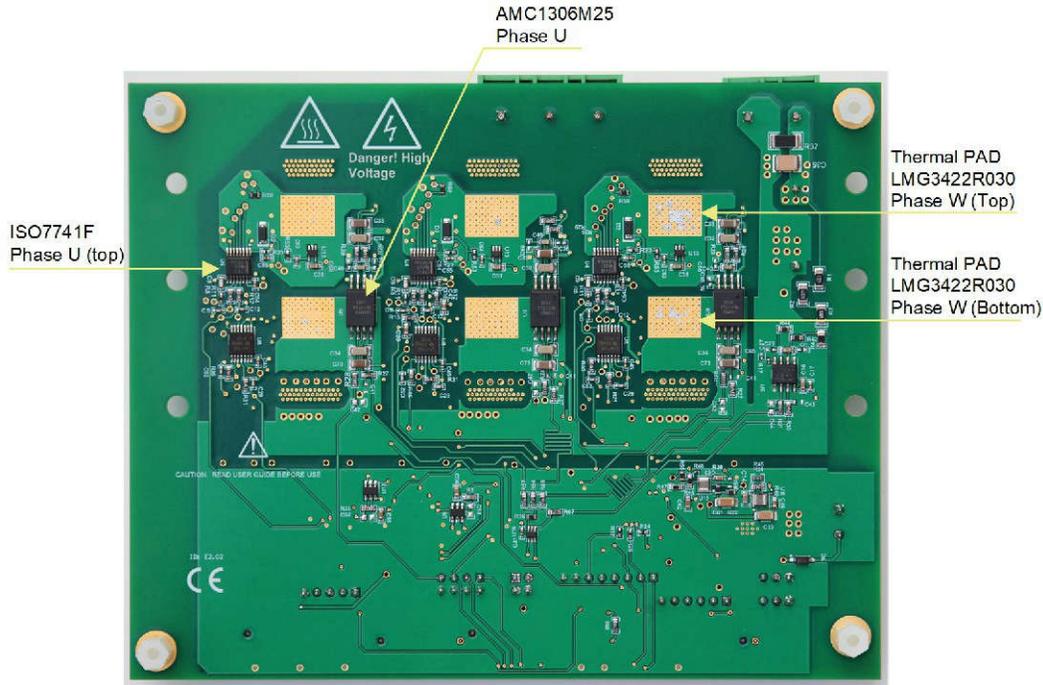


図 4-2. TIDA-010255 PCB の底面図

4.1.2 MCU インターフェイス

TIDA-010255 では、MCU に接続するのに 2 つの選択肢があります。

1. ヘッダ J1 および J2 を介して C2000 MCU controlCARD (C2000™ Delfino MCU controlCARD™ 用 F28379D 開発キットなど) に接続します。
2. ヘッダ J6、J7、J8、J9、J11 を介して外部 MCU に接続します。

表 4-1 に、コネクタ J1 および J2 のピン配置を示します。この表には、F28379D 制御カードに基づく、対応する I/O 信号も含まれています。すべての I/O ピンは 3.3V I/O であり、F28379D controlCARD に印加される電源電圧のみが 5V です。

ピンを接続しなかった行 (ピン 15 とピン 16 など) は表示していません (表のサイズを小さくするため)。これらのピンと関連するヘッダ J10 および J12 には予約済み (RSVD) の印が付いており、テストおよびデバッグ用です。

表 4-1. C2000™ controlCARD コネクタ

J1-J2 ピン	F28379D の評価基板 (GPIO)	TIDA-010255 の評価基板 (SIGNAL)	J1-J2 ピン	F28379D	TIDA-010255 の評価基板 (SIGNAL)
7	GND	GND	8	TDI	
9	A0	J10-2 (RSVD)	10	GND	GND
11	A1	V_PHASE_W	12	B0	V_PHASE_W
13	GND	GND	14	B1	J10-2 (RSVD)
17	A3		18	B2	V_PHASE_V
19	GND	GND	20	B3	V_PHASE_U
21	A4	J10-2 (RSVD)	22	GND	GND

表 4-1. C2000™ controlCARD コネクタ (続き)

J1-J2 ピン	F28379D の評価基板 (GPIO)	TIDA-010255 の評価基板 (SIGNAL)	J1-J2 ピン	F28379D	TIDA-010255 の評価基板 (SIGNAL)
23	A5	J10-2 (RSVD)	24	B4	TOP_TEMP_V
25	A14		26	B5	BOT_TEMP_V
29	GND	GND	30	D1	
31	C2	V_PHASE_V	32	RSV	
35	GND	GND	36	D3	
37	C4		38	GND	GND
45	VREFHI		46	GND	GND
47	GND	GND	48	5 V	5 V
49	EPWM1A	TOP_FET_V	50	EPWM3A	TOP_FET_W
51	EPWM1B	BOT_FET_V	52	EPWM3B	BOT_FET_W
53	GPIO-2		54	EPWM4A	TOP_FET_U
55	GPIO-3		56	EPWM4B	BOT_FET_U
57	GPIO-8		58	EPWM7A	MCU_CLK_VDC_FB
59	GPIO-9		60	EPWM7B	MCU_CLK_VDC
61	GPIO-10		62	EPWM6A	MCU_CLK_I_FB
63	GPIO-11		64	EPWM6B	MCU_CLK_I
65	GND	GND	66	RSV	
83	GND	GND	84	5 V	5 V
89	GPIO-40	GPIO_EN	90	GPIO-44	
97	GND	GND	98	5 V	5 V
99	SD1_D1	VOUT_DCLink	100	GPIO-54	
101	SD1_C1	MCU_CLK_VDC_FB	102	GPIO-55	
103	SD1_D2	IOUT_W	104	GPIO-56	
105	SD1_C2	MCU_CLK_I_FB	106	GPIO-57	
107	SD1_D3	IOUT_V	108	GPIO-58	
109	SD1_C3	MCU_CLK_I_FB	110	GPIO-59	
111	GND	GND	112	5 V	5 V
121	GPIO-35		122	GPIO-36	nOC_T
127	SD2_D4	IOUT_U	128	SD2_C4	MCU_CLK_I_FB
135	GND	GND	136	RSV	
137	GPIO-70		138	GPIO-71	GaN_Fault_L
139	GPIO-72		140	GPIO-73	GaN_Fault_T
145	GPIO-78		146	GPIO-79	nOC_L
157	GND	GND	158	5 V	5 V
179	GND	GND	180	5 V	5 V

表 4-2 に、コネクタ J6 ～J9 および J11 のピン配置を示します。すべてのピンが 3.3V I/O 信号レベルであることに注意します。

表 4-2. 外部 MCU 用コネクタ (J6～J9、J11) の割り当て

J6					
ピン	J6-1	J6-2	J6-3	J6-4	J6-5
信号	TOP_FET_V	BOT_FET_V	TOP_FET_W	BOT_FET_W	TOP_FET_U
ピン	J6-6	J6-7	J6-8		
信号	BOT_FET_U	GND	GND		
J7					
ピン	J7-1	J7-2	J7-3	J7-4	J7-5
信号	V_PHASE_W	V_PHASE_V	V_PHASE_U	TOP_TEMP_V	BOT_TEMP_V
ピン	J7-6				
信号	GND				
J8					
ピン	J8-1	J8-2	J8-3	J8-4	J8-5
信号	VOUT_DCLink	GND	IOUT_W	GND	IOUT_V
ピン	J8-6	J8-7	J8-8		
信号	GND	IOUT_U	GND		
J9					
ピン	J9-1	J9-2	J9-3	J9-4	
信号	MCU_CLK_I	GND	MCU_CLK_VDC	GND	
J11					
ピン	J11-1	J11-2	J11-3	J11-4	J11-5
信号	nOC_T	GaN_Fault_L	GaN_Fault_T	nOC_L	GND

4.2 ソフトウェア要件

TIDA-010255 を検証するため、TMS320F28379D 用にテキサス・インスツルメンツの社内テストソフトウェアが開発され、対応する controlCARD が使用されました。このソフトウェアは、一般向けには提供していません。C2000 ソフトウェアのサポートについては、[C2000™ 用モーター制御ソフトウェア開発キット \(SDK\)](#) と、[C2000™ マイコンのための TI E2E™ 設計サポートフォーラム](#)をご覧ください。

4.3 テスト設定

表 4-3 に、TIDA-010255 3 相 GaN インバータの性能を検証するために使用した主な試験装置を示します。

表 4-3. 主な試験装置

説明	部品番号
リファレンス デザイン	TIDA-010255 rev E2
MCU	TMDSCNCD28379D - C2000™ マイコン controlCARD™ 向け F28379D 開発キット
AC 誘導モーター (AC induction motor)	Pro-Lift 4kW AC 誘導モーター、400V、690V、1440rpm、モデル: 3A112SM4 - 00410
高電圧永久磁石同期モーター (PMSM)	ESTUN、Anaheim Automation EMJ-04APA22
DC リンク用の可変電源 (320V _{DC})	TDK-Lambda GENH600-1.3
オシロスコープ	Tektronix MDO4104B-3
プローブ	Tektronix TPP1000
電力アナライザ	Tektronix PA4000
電流プローブ	Tektronix TCP0030
温度カメラ	Fluke TI40

4.3.1 事前の注意事項

このリファレンス デザインは、上側 GaN-FET ドライバのみの機能絶縁を備えた非絶縁型ホット側 MCU 制御 3 相電力段であり、最大 400V_{DC} の電源電圧で動作します。したがって、PCB は 60V_{DC} および 25V_{AC} を超える電圧にさらされるため、テスト中は細心の注意を払う必要があります。

このリファレンス デザインは、テキサス・インスツルメンツの GaN-FET 技術をラボ空間内でのみ評価するように作られており、高電圧を取り扱う資格を持つ専門技術者が使用することを想定しています。PCB の表側と裏側に高電圧警告のシンボルが表示されています。ユーザーは、高電圧に関する適切な安全上の注意事項がテスト前およびテスト中に守られていることを確認する必要があります。電源を入れている間、露出した端子 (高電圧かどうかにかかわらず) に直接触れないでください。本リファレンス デザインの電源をオフにし、本リファレンス デザインに電力が供給されていない間に、すべての接続を行う必要があります。約 25°C の室温での動作中であっても、一部の部品と PCB 表面の特定の部分が 100°C よりも高い温度に達する可能性があります。PCB の表側と裏側に高電圧警告のシンボルが表示されています。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。

PCB の電源を切った後、しばらくの間 PCB を冷まし、DC リンク コンデンサが 0V まで放電されていることを確認してから、PCB の取り扱いを再開してください。

警告



危険！高電圧。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。基板は、高電圧を扱う資格のある専門家のみが注意して取り扱う必要があります。安全のため、過電圧および過電流保護機能付きの絶縁された試験装置の使用を強くお勧めします。

警告



表面は高温！触れるとやけどの原因になることがあります。触れないでください！

警告


基板の電源を入れたままその場を離れないでください。

4.3.2 テスト方法

テスト方法として次の手順を実行します。

1. TIDA-010255 PCB、回路図、各層のプロットについてよく理解します。TIDA-010255 PCB と関連するインターフェイスは絶縁されていないことに注意します。
2. TIDA-010255 PCB のテストと検証は、適切なラボ内でのみ実施してください。TIDA-010255 PCB に電力が供給されておらず、どの電源にも接続されていないことを確認します。
3. 外部マイコンと C2000 MCU controlCARD のどちらかを TIDA-010255 PCB に接続します。
 - a. 外部マイコン:コネクタ J6～J9 および J11 に接続します。
 - b. C2000 controlCARD:TIDA-010255 PCB の制御カードコネクタ J1 および J2 に F28379D controlCARD を挿入します。挿入時に PCB が曲がらないように注意します。
4. F28379D controlCARD を使用する場合、F28379D controlCARD JTAG コネクタからコンピュータの USB インターフェイスに絶縁型 mini-USB アダプタを接続します。
5. 端子 J4 に 3 相モーターを接続します。
6. コネクタ J5 に低電圧 24V_{DC} 電源を接続します。TIDA-010255 PCB に電源が接続されている場合、F28379D controlCARD を使用すると約 46mA の電流が流れます。
7. 端子 J3 に高電圧 DC 電源を接続します。高電圧グランド端子 (-HVDC/GND) は、24V_{DC} 入力端子のグランドに直流的に接続されています。対応する C2000 マイコン ソフトウェアまたは他のマイコン ソフトウェアをダウンロードおよび実行するまで、高電圧 DC 電源をオンにしないでください。
8. F28379D controlCARD を使用する場合、TIDA-010255E2 バイナリ ファームウェアをアップロードおよび実行します。これは社内のテストソフトウェアであり、一般には提供していません。
9. 高電圧 DC 電源は、選択されたマイコンでソフトウェアが期待どおりに動作した後にのみオンにします。最初は 24V を印加し、モーターが期待どおりに動作していることを確認します。その後、高電圧 DC 電源を公称値の 320V_{DC}、絶対最大定格の 400V_{DC} まで増やすことができます。状況に応じて適切な方法で高電圧 DC 電源の電流を制限し、偶発的な大きな短絡電流と発火を防止します。
10. 負荷を接続してボードを動作させながら、PCB 温度が 105°C を上回らないように、サーマル カメラを使って PCB の表面温度を監視します。

図 4-3 に、F28379D C2000 MCU controlCARD 使用時の接続方法を示します。TIDA-010255 は C2000 MCU controlCARD に必要な 5V を供給しますが、すべてのインターフェイスは 3.3V I/O です。これで、絶縁型 USB JTAG コネクタと Code Composer Studio™ ソフトウェアを使ってソフトウェアを C2000 マイコンにアップロードできます。

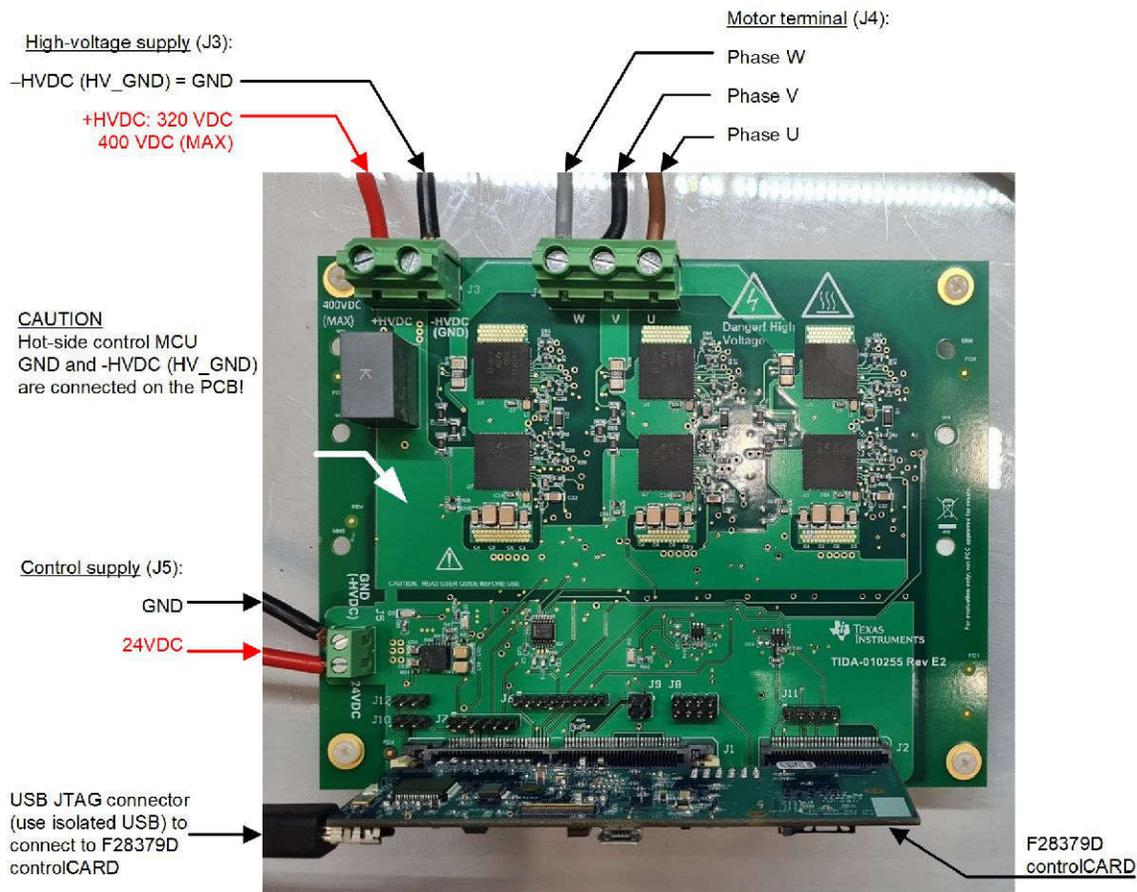


図 4-3. TIDA-010255 PCB の接続

図 4-4 に、TIDA-010255 3 相インバータの電力損失および効率測定のためのテスト環境を示します。2 つの電源を使用します。1 つは DC リンク電圧のための高電圧 320V_{DC} 電源、もう 1 つはポイント オブ ロード電源のための 24V 制御用電源です。F28379D controlCARD に実装された TMS320F28379D マイコンは、ノート PC 上の Code Composer Studio (CCS) を使って構成され、振幅と周波数を可変できる 3 相出力電圧を生成することで、AC 誘導モーターを駆動します。Tektronix PA4000 電力アナライザを使用して、入力電力、出力電力、対応する TIDA-010255 PCB の電力損失 (ヒートシンクなし) を測定します。

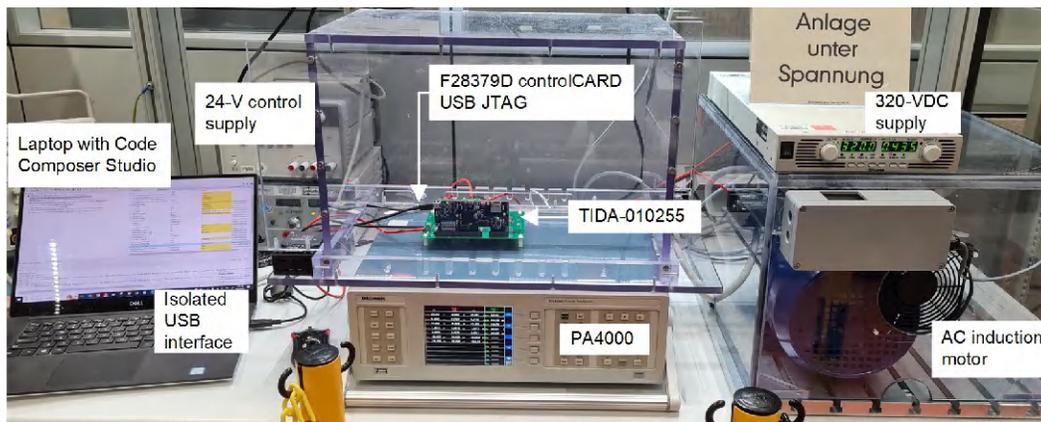


図 4-4. TIDA-010255 の電力損失および効率測定のためのテスト構成

4.4 テスト結果

4.4.1 24V 入力制御電源

24V での公称入力電源電流は、PWM 周波数と、200MHz のシステム クロックで動作する F28379D controlCARD を使うことで決まっています (表 4-4 を参照)。この電流には、F28379D controlCARD 全体の電源電流が含まれます。MCU を接続していない状態で流れ込む TIDA-010255 の入力電流の標準値は約 22mA です。

表 4-4. F28379D controlCARD を使った場合の 24V 入力電源電流

PWM	オフ	8 kHz	16 kHz	24 kHz
24V の入力電流 (標準値)	84 mA	87 mA	90 mA	93 mA

4.4.2 PWM から位相電圧スイッチ ノードまでの伝搬遅延時間

図 4-5 に、150ns のデッドタイムを持つ MCU 相補型 PWM 信号から U 相スイッチ ノードまでのターンオンおよびターンオフ伝搬遅延時間の概要を示します。下側 GaN-FET のターンオフ時間の瞬間は、位相電圧 U が 0V から約 -4V に変化するとき識別できます。その後、下側 FET は、ドレイン - ソース間電圧 V_{DS} が約 -4V の第 3 象限モードで導通します (破線で示します)。実効ターンオフ遅延時間は 165ns です。上側 FET の実効ターンオン遅延時間 (ハード スwitchング) は約 135ns です。以下に示すように、ターンオン遅延時間とターンオフ遅延時間の差により、実効デッドタイムは 120ns です。

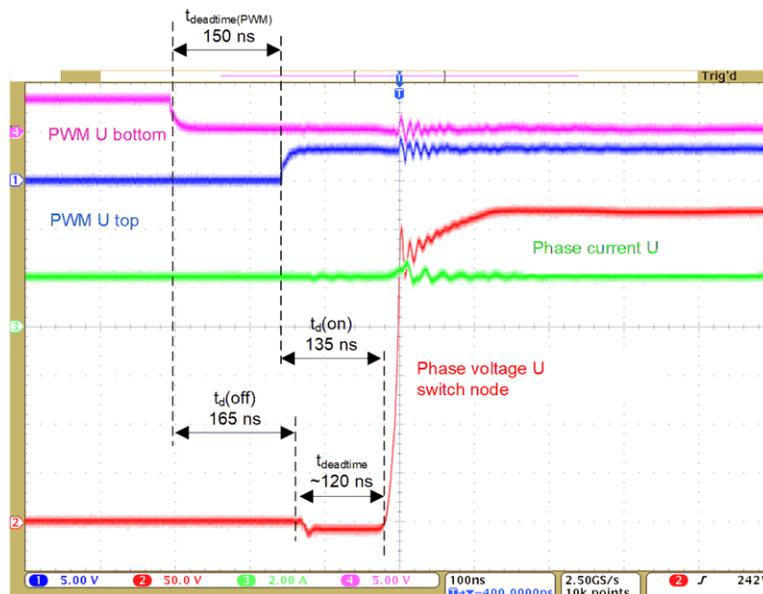


図 4-5. PWM のターンオンおよびターンオフ伝搬遅延時間

4.4.3 320V_{DC} バス電圧でのスイッチ ノードの過渡応答

C2000 マイコンは、16kHz のスイッチング周波数と 150ns のデッドタイムの相補 PWM を使って 3 相空間ベクトルを生成するように構成しました。位相ごとの PWM デューティ サイクルは、対応する位相の DC 電流 I_U を、 $I_V = I_W = -0.5 I_U$ の条件で駆動するように構成しました。

LMG3422 の U 相のスイッチ ノード電圧は、テスト用に設けられた 2 つのピアに挿入して上側の LMG3422 のソースと PGND に当てたピグテール プローブによって測定しました (図 4-6 を参照)。

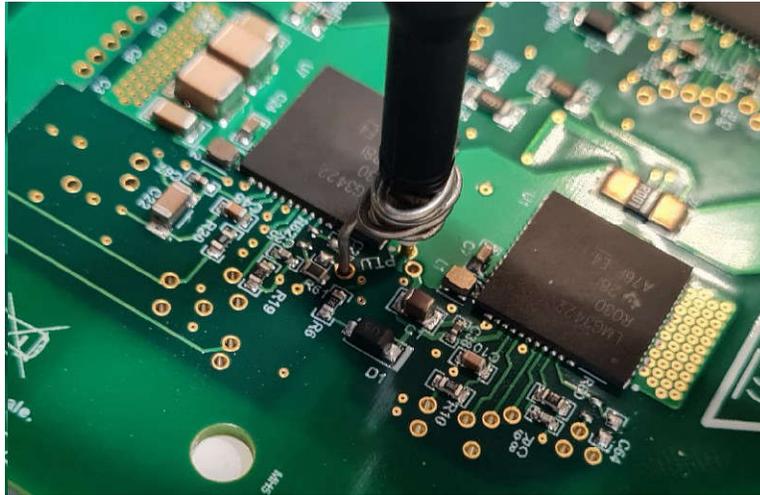


図 4-6. LMG3422 のスイッチ ノードの相電圧の測定

下図は、ハード スイッチングとソフト スイッチングを図示するため、 $\pm 1A$ と $\pm 4A$ の相電流における U 相のスイッチ ノードの過渡応答の概要を示しています。

$\pm 1A$ では、120ns という短いデッドタイムの間にハーフブリッジの実効出力容量を放電 (または充電) するのに、相電流 U が十分な大きさではないことがわかります。したがって、対応する GaN-FET は、より低いドレイン - ソース間電圧を使ってではありますが、引き続き部分的にハード スイッチングを行っています。たとえば図 4-7 では、上側 GaN-FET はターンオフし、下側 GaN-FET は第 3 象限モードに切り替わっています。寄生出力容量に起因して、U 相の電圧の低下は、各ハーフブリッジの実効的な寄生出力容量によって左右されます。120ns のデッドタイムの後、実効寄生出力容量は 1A の印加電流で 320V から約 250V まで放電されます。したがって、下側の GaN-FET は引き続き 250V から 0V までハード スイッチングされます。

図 4-7 を使って図 4-14 から見た相電流の発振 ($4.5A_{peak}$ 、約 10MHz、ハード スイッチングの持続時間 500ns) は、1m のケーブルと AC 誘導モーターの寄生容量とインダクタンスによるものです。

図 4-15 と図 4-16 に示すように、200V_{AC} サーボ モーターの場合、20cm のケーブルを使用すると、発振が大幅に小さくなります。

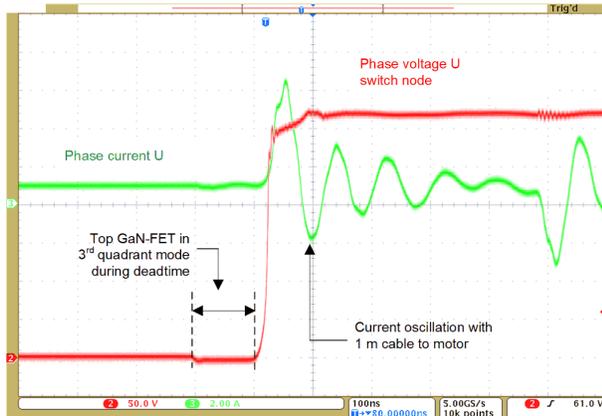


図 4-7. U 相の立ち上がりエッジの波形 (1A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

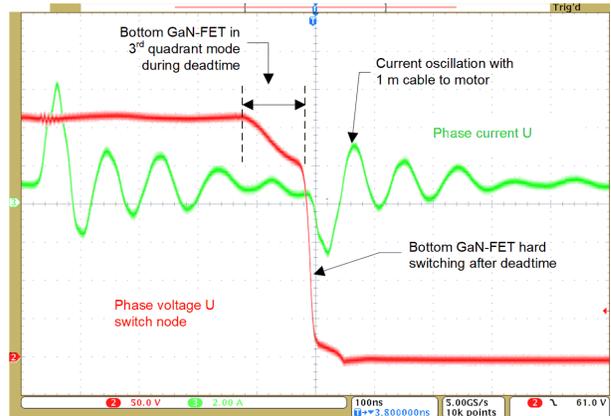


図 4-8. U 相の立ち下がりエッジの波形 (1A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

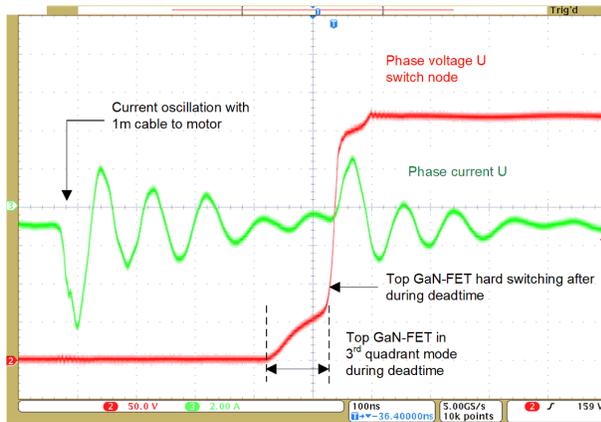


図 4-9. U 相の立ち上がりエッジの波形 (-1A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

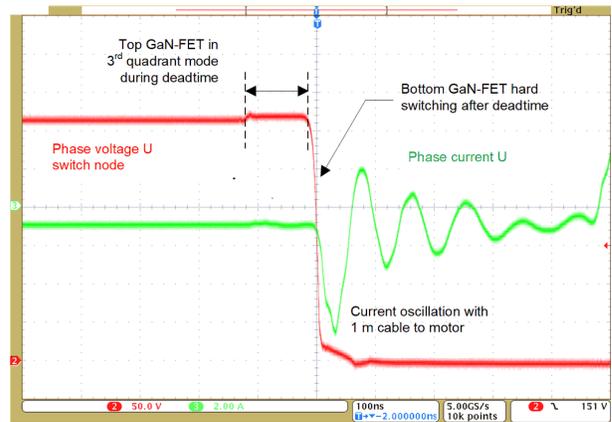


図 4-10. U 相の立ち下がりエッジの波形 (-1A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

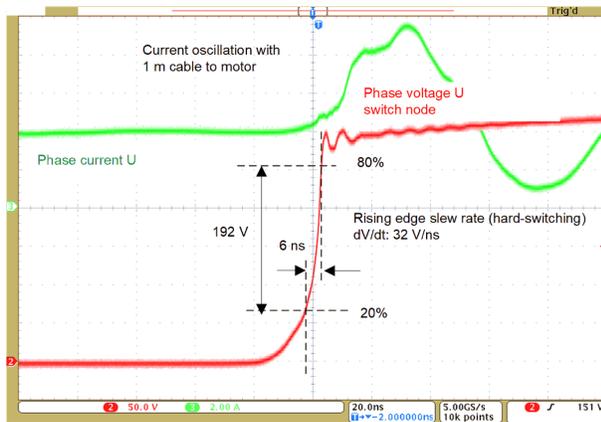


図 4-11. U 相の立ち上がりエッジの波形 (4A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

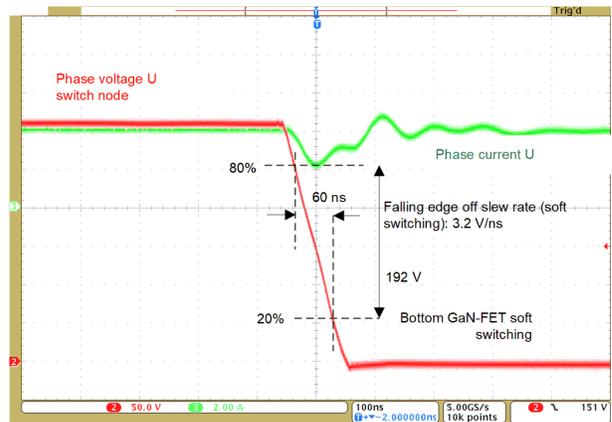


図 4-12. U 相の立ち下がりエッジの波形 (4A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

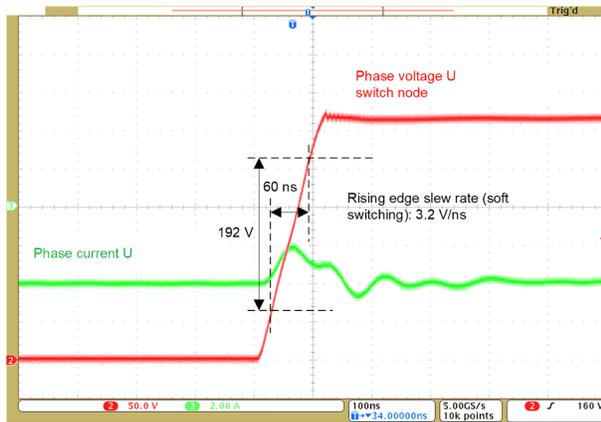


図 4-13. U 相の立ち上がりエッジの波形 (-4A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

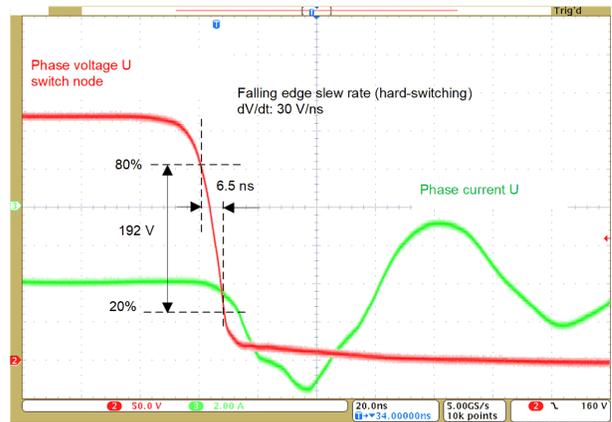


図 4-14. U 相の立ち下がりエッジの波形 (-4A 時、1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続)

ハードスイッチングモードでの立ち上がりエッジのスルーレート(20%から80%まで)は約32V/ns、ハードスイッチングモードでの立ち下がりエッジのスルーレート(80%から20%まで)は約30V/nsであり、LMG3422R030で設定された30V/nsのターンオンスルーレートに近い値です。

±4A 以上の相電流では、相電流 U は十分大きく、短いデッドタイムの間にハーフブリッジの実効寄生出力容量を完全に放電(または充電)できるため、対応する GaN-FET はソフトスイッチングします。ソフトスイッチング中の相電圧の低下から、各ハーフブリッジの実効出力容量は、式 4 を使って推定できます。

$$C_{OSS,HB} = \frac{i_U}{\Delta V_U} \times \Delta t = \frac{4A}{192V} \times 60\text{ ns} = 1.25\text{ nF} \quad (4)$$

静電容量 $C_{OSS,HB}$ は基本的に、下側と上側の GaN-FET の $C_{O(tr)}$ と、対応する PCB、モーターのケーブル、モーターの寄生容量の和です。詳細な解析については、「[効率の測定](#)」セクションを参照してください。

図 4-15 と図 4-16 に示すように、相電流の発振は主にモーターケーブルとモーター巻線に起因します。ケーブルが短いほど、発振振幅のピークは小さくなり、発振周波数は高くなります。寄生発振のピーク振幅と周波数は負荷電流にはほとんど依存しませんでした。1m ケーブルを AC 誘導モーターに接続した場合と比較して、ハードスイッチング時の発振のピーク振幅は 80% 減少し ($5A_{peak}$ から $1A_{peak}$)、周波数は 10MHz から 40MHz に増加し、持続時間は 500ns から 200ns 未満に短縮されます。

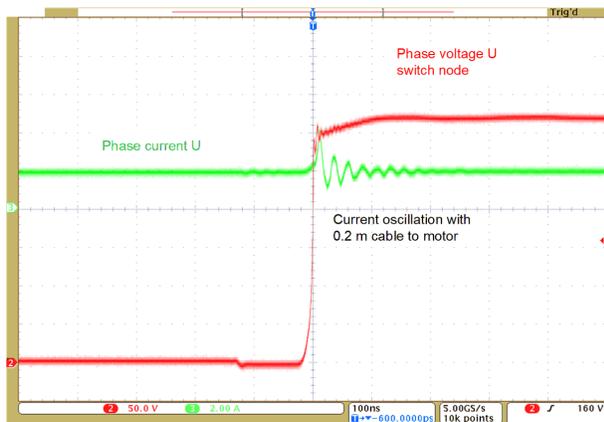


図 4-15. U 相の立ち上がりエッジの波形 (2A 時、0.2m ケーブルを PM 誘導モーターに接続)

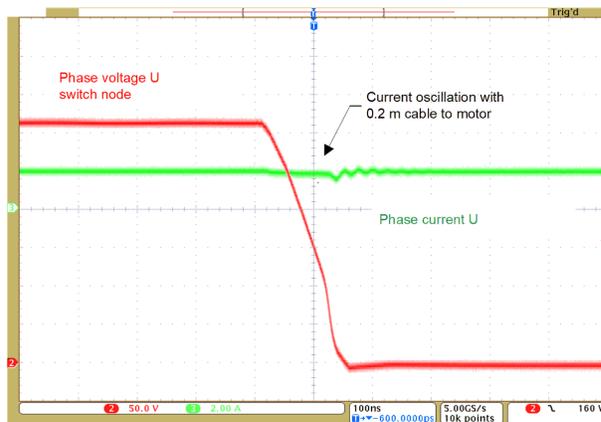


図 4-16. U 相の立ち下がりエッジの波形 (2A 時、0.2m ケーブルを PM 誘導モーターに接続)

4.4.4 320V_{DC} および 16kHz PWM での相電圧の直線性と歪み

図 4-17 に、機械的負荷を付けず、27V で AC 誘導モーターを駆動し、1Hz の正弦波出力電圧を使って測定された、U 相モーター電流とローパスフィルタ処理された U 相電圧を示します。16kHz PWM でのデッドタイムは 120ns と非常に短いため、相電圧 U には、特に位相がゼロを横切るときに見られる歪みは見られません。

図 4-18 の直線性のグラフは、PWM のデューティサイクルと平均相電圧および関連する相電流との間の高い直線性を示しています。そのため、LMG3422R030 GaN-FET を使うと、デッドタイムを補償する機能は不要であり、BOM コストを低減できます。

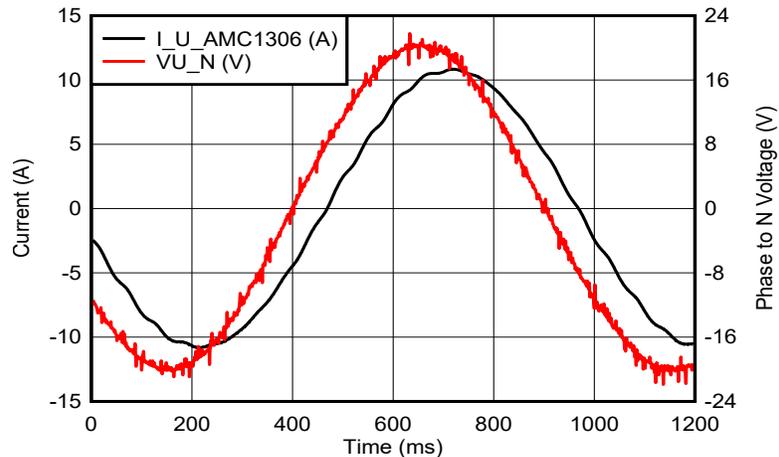


図 4-17. 16kHz PWM および 320V_{DC} バス電圧時の AC 誘導モーターのフィルタ処理された U 相電圧および電流

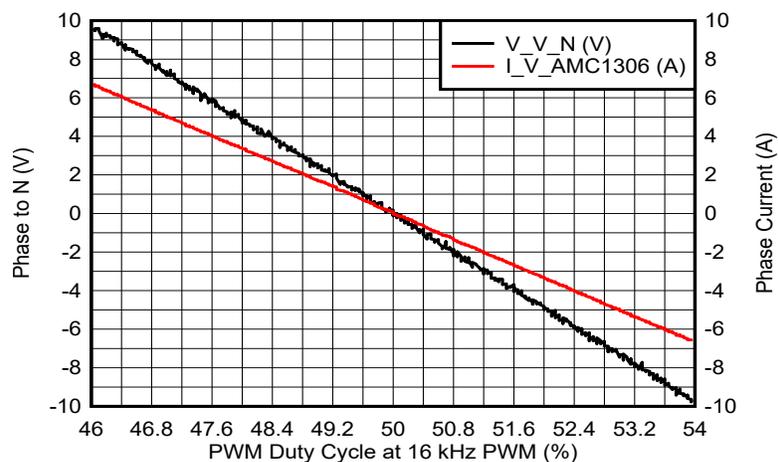


図 4-18. 16kHz PWM および 320V_{DC} バス電圧時の相電圧および電流と PWM デューティ サイクルの直線性グラフ

4.4.5 インバータの効率と温度特性

4.4.5.1 効率の測定

Tektronix PA4000 電力アナライザを使って、27°Cのラボ温度で効率テストを行いました。図 4-4 に示すように、TIDA-010255 PCB にヒートシンクを付けず (自然対流のみ)、ワークベンチに水平に配置しました。F28379D MCU ソフトウェアは、設定可能な振幅と 1Hz の周波数で 3 相 AC 電圧を生成するように構成しました。PWM キャリア周波数は 16kHz と 8kHz のどちらかに設定しました。

以下の図は、定常状態における TIDA-010255 PCB (ヒートシンクなし) の電力損失と 3 相モーター負荷電流 (単位: A_{RMS}) との関係を示しています。このとき、PCB と GaN-FET は通常約 5 分後に定常状態の温度に達します。電力損失は GaN-FET のスイッチング電力損失と導通電力損失によって支配され、位相電流シャントの電力損失は無視できる程度です。

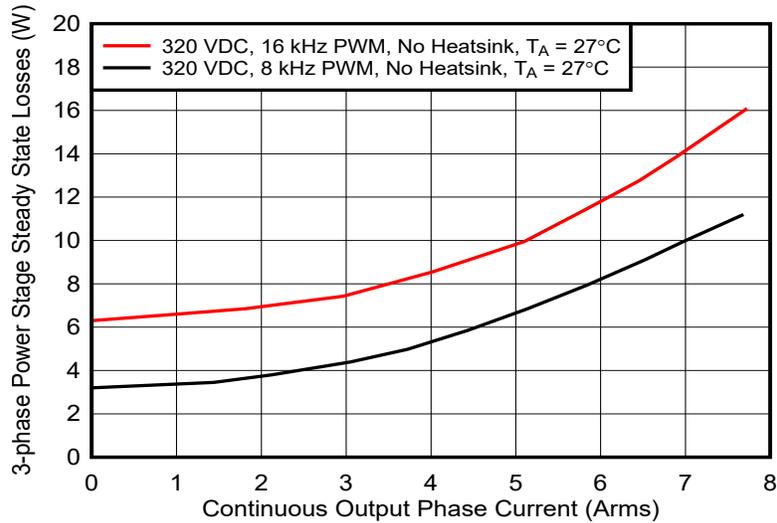


図 4-19. 320V_{DC}、8kHz および 16kHz PWM での TIDA-010025 の電力損失と出力電流との関係

出力電流 7.7A_{RMS}、16kHz PWM における TIDA-010255 ボードの電力損失は 16.09W であり、8kHz PWM では 11.2W です。

320V_{DC}、最大相間電圧 130V_{RMS} (3 次高調波による空間ベクトル PWM)、力率 0.9 での最大ピーク効率の理論値は、16kHz PWM で 99.4%、8kHz PWM で 99.6% です。

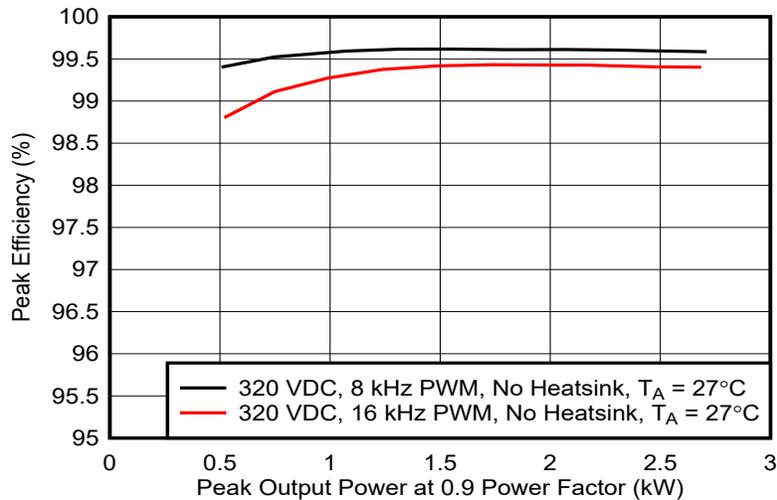


図 4-20. 320V_{DC}、8kHz および 16kHz PWM での最大ピーク効率の計算値

実効的な寄生容量性損失を確認するため、PWM デューティ サイクル 50%、PWM スイッチング周波数 8kHz~64kHz、負荷電流ゼロでの TIDA-010255 PCB の電力損失を測定しました (図 4-21 を参照)。最初のテストでは、インバータの出力を未接続のままにしました。64kHz PWM での損失は 21.7W でした。総合損失は式 5 によります。ここで、 C_{OSS_HB} はハーフブリッジあたりの実効寄生容量 (約 1.1nF) です。その結果、TIDA-010255 の PCB 寄生容量を含めて、6 つのパワー スイッチのそれぞれ 1 つあたりの容量は約 550pF と求められます。PCB の寄生容量が 50pF であると仮定すると、0V~320V での、LMG3422R030 の時間に関連した実効出力容量 $C_{O(tr)}$ の推定値は約 500pF であり、これは、0V~400V での $C_{O(tr)}$ である 430pF と比べて約 15% 大きい値です。

2 番目のテストでは、AC 誘導モーターに 1m のケーブルを接続し、負荷電流ゼロでの損失全体に及ぼす影響を調べました。ここでも、PWM デューティ サイクルを 50% に設定したため、モーター電流は駆動されませんでした。64kHz での損失は 22.7W に増加しました。1m のケーブルと AC 誘導モーターで増加した寄生負荷容量は、相あたり約 50pF と計算されました。

$$C_{OSS_{HB}} = \frac{1}{3} \times \frac{P_{NOLOAD}}{V_{DC}^2 \times f_{PWM}} \quad (5)$$

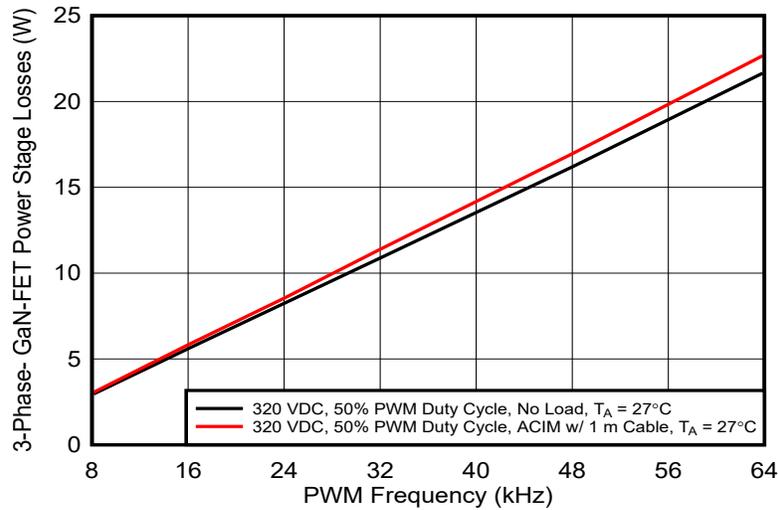


図 4-21. TIDA-010025 の電力損失 (320V_{DC}、無負荷、ヒートシンクなし) と PWM 周波数との関係

4.4.5.2 320V_{DC}、16kHz PWM、ヒートシンクなしでの熱解析と SOA

図 4-22 と図 4-23 に、TIDA-010255 電力段を、7.1A_{RMS} と 7.7A_{RMS} の出力相電流、16kHz PWM で動作させたときの、27°Cの周囲温度 (Fluke TI40 を使用) での熱テストを示します。LMG3422R030 のケース上面温度は約 90°C (7A_{RMS} 時) と約 94.3°C (7.7A_{RMS} 時) でした。6 つの LMG3422R030 デバイスがよく見えています。LMG3422R030 の V 相の 接合部温度は、上側の LMG3422R030 の PWM 温度出力により、7.7A_{RMS} で約 98°C と測定されました。一方、下側の LMG3422R030 は約 91°C と測定されました。サーマル パッドと電気的に接続されたソース ピンが大きな GND プレーンに接続されているため、下側の LMG3422R030 デバイスの方が温度が低くなります。上側の FET サーマルパッドと電気的に接続されたソースピンは、EMI と PCB 寄生出力容量を最小化するため、面積が非常に小さい銅プレーンを持つ個別のスイッチ ノードに接続されています。

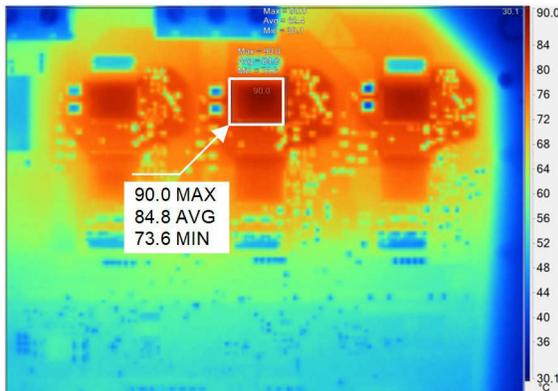


図 4-22. 負荷電流 7.1A_{RMS} 時の TIDA-010255 PCB の熱画像

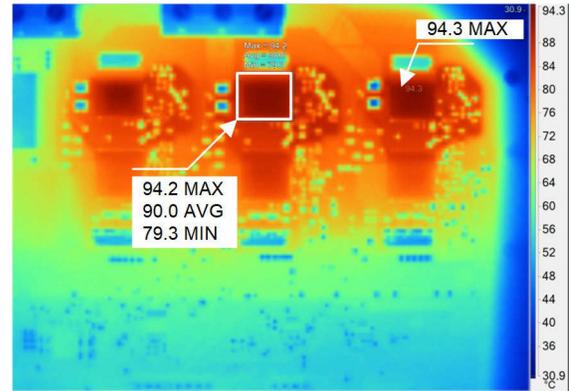


図 4-23. 負荷電流 7.7A_{RMS} 時の TIDA-010255 PCB の熱画像

図 4-24 に、320V の DC リンク電圧、8kHz PWM および 16kHz PWM、自然対流を想定した場合の、TIDA-0100255 のヒートシンクなしでの安全動作領域 (SOA) の推定値を示します。SOA は、図 4-19 に従って測定された電力損失、LMG3422R030 の接合部およびケース温度の測定値、T_j = 125°C で動作した際の R_{DS(on)} の増加を考慮するための補正係数に基づいて推定されています。

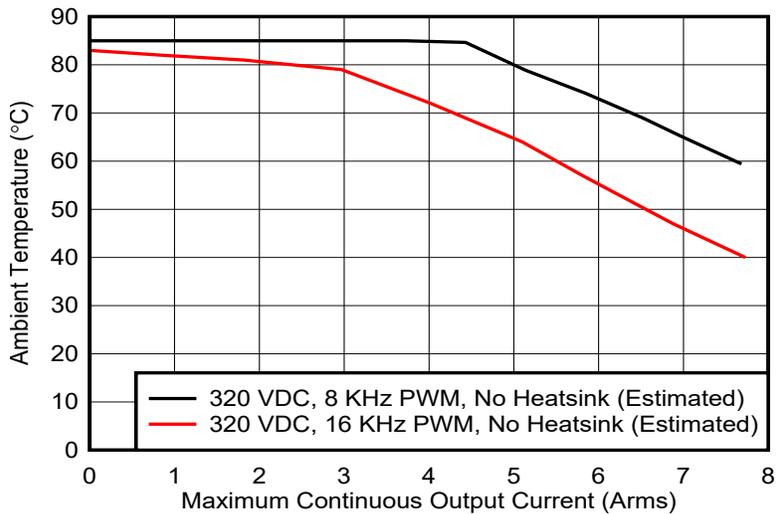


図 4-24. 自然対流での TIDA-010025 の安全動作領域の推定値 (水平配置、ヒートシンクなし)

5 設計とドキュメントのサポート

5.1 デザイン ファイル

5.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010255](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.2 BOM

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010255](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

5.1.3.1 レイアウト プリント

レイアウト プリントをダウンロードするには、[TIDA-010255](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.4 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-010255](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.5 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-010255](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.6 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-010255](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.2 ツールとソフトウェア

ツール

C2000™ Delfino マイコン controlCARD™ 向け F28379D 開発キット

TMDSCNCD28379D は、HSEC180 controlCARD をベースとする、テキサス・インスツルメンツのマイコン F2837xD、F2837xS、F2807x の各シリーズ向けの評価 / 開発ツールです。controlCARD は、初期評価とシステムのプロトタイプングに最適です。controlCARD は包括的なボードレベル モジュールで、2 種類の標準フォーム ファクタ (100 ピン DIMM または 180 ピン HSEC) のどちらかを使用して、低プロファイルのシングルボード コントローラ ソリューションを実現します。初めて評価を行う場合、通常、controlCARD はベースボードとバンドルしたものか、あるいはアプリケーション キットにバンドルされたものを購入します。

ソフトウェア

C2000™ 向けモーター制御ソフトウェア開発キット (SDK)

C2000™ マイコン (MCU) 用のモーター制御 SDK は、さまざまな 3 相モーター制御アプリケーションで使用するために C2000 リアルタイム コントローラ ベースのモーター制御システムの開発時間を最小限に抑える目的で設計したソフトウェア インフラ、ツール、資料の包括的なセットです。このソフトウェアには、C2000 モーター制御評価モジュール (EVM) で動作するファームウェアと、産業用ドライブ、ロボット、家電製品、車載アプリケーションを対象としたテキサス・インスツルメンツのリファレンス デザインが含まれています。MotorControl SDK は、高性能モーター制御アプリケーションの開発と評価のすべての段階で必要とされるあらゆるリソースを提供します。

5.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、[『テキサス・インスツルメンツの GaN 技術によるモータードライブの効率の最大化』](#)ビデオ
2. テキサス・インスツルメンツ、[『LMG342XEVM-04X ユーザー ガイド』](#)ユーザー ガイド
3. テキサス・インスツルメンツ、[『600V GaN 出力段における QFN 12x12 パッケージの放熱性能』](#)アプリケーション レポート
4. テキサス・インスツルメンツ、[『GaN の第 3 象限での動作とは』](#)ユーザー ガイド

5. テキサス・インスツルメンツ、『[モータードライブにおける絶縁型デルタ シグマ変調器によるシグナル インテグリティの向上](#)』アプリケーション レポート
6. テキサス・インスツルメンツ、『[モータードライブ アプリケーションのための IEC60664 に準拠した回路基板絶縁設計](#)』アプリケーション レポート
7. テキサス・インスツルメンツ、『[C2000™ MCU 用モーター制御ソフトウェア開発キット \(SDK \)](#)』ツール フォルダ

5.4 サポート・リソース

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

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

5.5 商標

InstaSPIN-FOC™, C2000™, Sitara™, TI E2E™, MicroSiP™, Code Composer Studio™, and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

6 著者について

MARTIN STAEBLER は、テキサス・インスツルメンツの産業システム / モータードライブ チームのシステム エンジニア 兼 シニア メンバー テクニカル スタッフであり、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。

謝辞: TIDA-010255 リファレンス デザインの開発と検証に多大な貢献をした **Ester Vicario** に感謝します。

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](#) 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 © 2024, Texas Instruments Incorporated