

Design Guide: TIDA-010936

モーター統合型ドライブ向け、48V、850W 小型フォームファクタ 3 相 GaN インバータのリファレンスデザイン

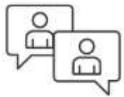


概要

このリファレンス デザインは、特にモーター一体型サーボドライブやロボット アプリケーション向けに、GaN FET、ドライブ、ブートストラップ ダイオードを内蔵した 100V、35A の LMG2100R044 GaN ハーフブリッジを 3 個使用した、高電力密度の 12V~60V 3 相電力段を示しています。INA241A 電流センス アンプを使用して高精度の位相電流センシングを実現するほか、DC リンクと位相電圧も測定されるため、InstaSPIN-FOC™ のような高度なセンサレス設計の検証を実施できます。この設計では、テキサス・インスツルメンツのブースタパック™と互換の 3.3V I/O インターフェイスを採用しており、C2000™ MCU LaunchPad™ 開発キットや C2000™ マイクロコントローラと接続して、テキサス・インスツルメンツの GaN 技術の性能評価を迅速かつ容易に行うことができます。

参照情報

TIDA-010936	デザイン フォルダ
LMG2100、INA241A	プロダクト フォルダ
INA310A、REF3333、LMR38010	プロダクト フォルダ
TPSM82821、TXU0304	プロダクト フォルダ
TMP61、LAUNCHXL-F28P65X	プロダクト フォルダ



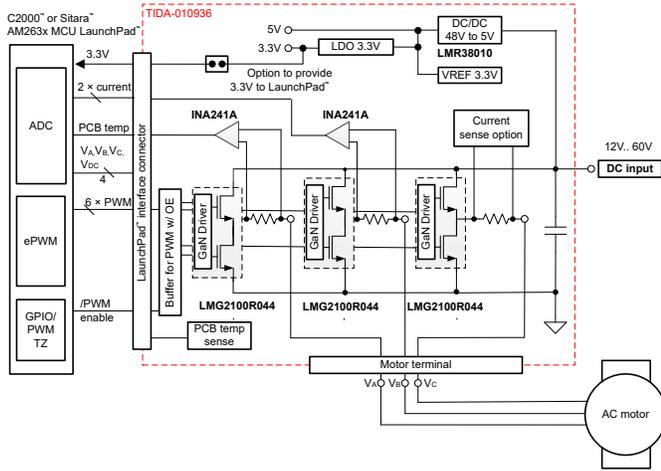
テキサス・インスツルメンツの™ E2E サポート エキスパートにお問い合わせください。

特長

- 小型フォームファクタの LMG2100R044 GaN ハーフブリッジ電力段により、高い電力密度と容易な PCB レイアウトを実現
- 40kHz の PWM で高効率 (ピーク 99.3%) を実現し、ヒート シンクなしで、周囲温度 25°C で最大 16A_{RMS} の連続電流まで動作可能
- LMG2100R044 は、電解コンデンサをセラミック コンデンサに置き換えることで、DC バス コンデンサのサイズと高さを削減し、より高い PWM 周波数での動作を可能にする
- 逆回復損失がゼロで、スイッチ ノードの発振が低減
- 16.6ns の短いデッドタイムにより位相電圧の歪みを最小化
- 1mΩ シャントと PWM 除去率の高い INA241A アンプを使用した、±33A 範囲の高精度の位相電流センシング

アプリケーション

- ロボット向けサーボドライブ
- サーボドライブの電力段モジュール
- リニア モーターの電力段
- 移動型ロボットのモーター制御
- ドローン用アクセサリ



1 システムの説明

電力範囲 1.5kW で 12V~60V の低電圧 DC を供給する 3 相インバータは、協力ロボット、自動型モバイル ロボット、無人搬送車 (AGV)、サーボドローン、非軍事用ドローンなど、多くのアプリケーションで使用されています。

これらのアプリケーションの多くは、パワー エレクトロニクスがモーターに統合されているため、フォームファクターが小さくなっています。より小型でヒートシンクのない軽量な協力ロボットを製作するうえで、高い電力効率と電力密度は重要なパラメータです。

最大 100kHz の高いパルス幅変調 (PWM) スイッチング周波数は、DC バス コンデンサのサイズを縮小するのに役立ち、そのために電解コンデンサをセラミック コンデンサに置き換えることで、サイズと高さを小さくできます。さらに、特に低インダクタンスのブラシレス AC モーターではより精密な制御を実現するために、モーターの電流、さらにはトルクリップルを低減するために、より高い PWM スイッチング周波数が求められます。

その反対に、インバータの損失はスイッチング周波数が高くなるほど大きくなります。従来の低電圧 48V シリコン電界効果トランジスタ (Si-FET) インバータの場合、40kHz PWM 時のスイッチング損失は導通損失よりもすでに大幅に大きくなっているため、全体的な電力損失が圧倒的に大きくなっています。余分な熱を放散するためには、大型のヒートシンクが必要です。しかしながら、大型のヒートシンクはシステムのコスト、重量、占有面積の増加につながります。

この問題を解決するには、Si-FET に比べていくつかの利点がある GaN FET を使用することです。窒化ガリウム (GaN) トランジスタのスイッチング速度は、シリコン MOSFET よりかなり高速なので、スイッチング損失を低減できる可能性が高くなります。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が制限されることがあります。GaN FET とドライバ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。

TIDA-010936 リファレンス デザインは、100V、35A のハーフブリッジ GaN パワー モジュール LMG2100R044 を 3 個搭載した、小型フォーム ファクタの 3 相インバータを採用しています。LMG2100R044 は、ドライバと 2 個の 80V GaN FET を小型の 5.5mm × 4.5mm QFN パッケージに統合しており、ゲート ループと電源ループのインピーダンスが極めて低くなるよう最適化されています。PCB には、上面冷却タイプの LMG2100R040 GaN-FET パワー モジュールとともに取り付けるヒート シンク用の取り付け穴があります。内蔵のブートストラップ ダイオードにより、ハイサイド GaN-FET バイアス電源のスペースをさらに削減することができます。

高い直線性を持つ高精度でしかも小型のフォーム ファクタの位相電流を測定するために、このリファレンス デザインでは 1mΩ の低インピーダンスの位相電流シャントと、INA241 内蔵の PWM 除去機能により高い同相および AC 同相過渡耐性を持つ、差動高精度電流センス アンプ INA241 を採用しています。測定範囲は ±33A であり、ゼロ電流用のバイアス電圧 1.65V で 0V~3.3V のユニポーラ出力電圧に変換されます。

この 3 相 GaN インバータは、ハイサイド DC リンクシャントを使用し、構成可能な過電流スレッショルドを持つ高い同相ウインドウ コンパレータを備えたハードウェア ベースの短絡保護を実現し、PMW バッファをオフにします。追加のフィードバックには、DC バス電圧と、PWM フィルタリング処理された 3 相電圧が含まれており、InstaSPIN-FOC のような高度なセンサレス設計の検証が可能です。

この 3 相インバータは 12V~60V の広い入力電圧範囲で動作し、LMG2100 ゲートドライバと 3.3V バンドギャップ リファレンスに 5V レールを、INA241 電流センス アンプと温度スイッチに 3.3V レールを供給するオンボード パワーマネージメントを備えています。

TIDA-010936 はテキサス・インスツルメンツのブースタパックと互換の 3.3V I/O インターフェイスを採用しており、C2000 MCU LaunchPad 開発キットと接続して、迅速で容易な性能評価を可能にします。

1.1 主なシステム仕様

TIDA-010936 小型フォーム ファクタ 3 相 GaN インバータのリファレンス デザインの主な仕様を [表 1-1](#) に示します。このデザインは、C2000 MCU LaunchPad 開発用の 40 ピン インスタンス (J1~J3 および J4~J2) に直接接続できます。TIDA-010936 には、LaunchPad に 3.3V を供給するためのゼロ Ω 抵抗オプションが含まれています。[表 1-2](#) と [表 1-3](#) に TIDA-010936 のピン配置を示します。

表 1-1. 3 相インバータの主な仕様

パラメータ	標準値	備考
DC 入力電圧	48V (12V~60V)	絶対最大電圧 80V
最大 3 相連続出力電流	16A _{RMS}	テスト条件: 周囲温度 25°C でヒートシンクなし
最大出力電力	DC 48V 時に 825W	効率 0.9 の場合
パワー FET のタイプ	GaN 技術	ハイサイド ゲートドライバおよびローサイド ゲートドライバ内蔵のハーフブリッジ パワー モジュール (LMG2100)
PWM スwitching 周波数 (テスト済み)	20kHz~80kHz	80kHz を超える PWM 周波数に対応
PWM デッドバンド	16.66ns	-
位相電流センシング アンプ	1mΩ ショント INA241A	差動、非絶縁型電流センシング アンプ、50V/V、強化 PWM 除去機能搭載 (INA241A)
位相電流最大範囲	±33A	0V~3.3V にスケールリング済み、バイアス 1.65V
PCB レイヤ構成	4 層、2 オンスの銅	
GaN FET PCB 面積	16mm × 51mm	3 相 GaN + ショント
PCB サイズ	68.63mm × 70mm	寸法 (mil): 2702mil × 2756mil
温度範囲	-40°C~85°C	
ホスト プロセッサとのインターフェイス	テキサス・インスツルメンツのブースタパック互換	ピン配置は 表 1-2 と 表 1-3 を参照
LaunchPad 用の 3.3V または 5V 電源オプション	合計 600mA (最大)	0Ω 抵抗でイネーブル

表 1-2. インターフェイス仕様ヘッダー J2

ピン	信号	I/O (3.3V)	ピン	信号	I/O (3.3V)
J2-1	3.3V 電源 (オプション)	O または N/C (R48 は未実装)	J2-2	5V 電源 (オプション)	O または N/C (R47 は未実装)
J2-3	NC		J2-4	GND	GND
J2-5	NC		J2-6	VDC_Bus	O (0~3.3V) ⁽¹⁾
J2-7	NC		J2-8	VA	O (0~3.3V) ⁽¹⁾
J2-9	NC		J2-10	VB	O (0~3.3V) ⁽¹⁾
J2-11	NC		J2-12	VC	O (0~3.3V) ⁽¹⁾
J2-13	NC		J2-14	IA	O (0~3.3V)
J2-15	NC		J2-16	IB	O (0~3.3V)
J2-17	NC		J2-18	温度	O (0~3.3V)
J2-19	NC		J2-20	NC	

(1) ショットキー ダイオードを使用した過電圧保護機能により、出力電圧を 3.6V 以下に維持

表 1-3. インターフェイス仕様ヘッダー J3

ピン	信号	I/O (3.3V)	ピン	信号	I/O (3.3V)
J3-1	PWM A (ハイサイド)	I (バッファ内の 10k の電力供給)	J3-2	GND	GND
J3-3	PWM A (ローサイド)	I (バッファ内の 10k の電力供給)	J3-4	NC	
J3-5	PWM B (ハイサイド)	I (バッファ内の 10k の電力供給)	J3-6	NC	
J3-7	PWM B (ローサイド)	I (バッファ内の 10k の電力供給)	J3-8	NC	
	PWM C (ハイサイド)	I (バッファ内の 10k の電力供給)	J3-10	OC	O
J3-11	PWM C (ローサイド)	I (バッファ内の 10k の電力供給)	J3-12	NC	
J3-13	NC		J3-14	NC	
J3-15	NC		J3-16	NC	
J3-17	NC		J3-18	NC	
J3-19	NC		J3-20	NC	

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 2-1 は、TIDA-010936 を赤い点線枠で示した 3 相 GaN インバータのシステムブロック図です。

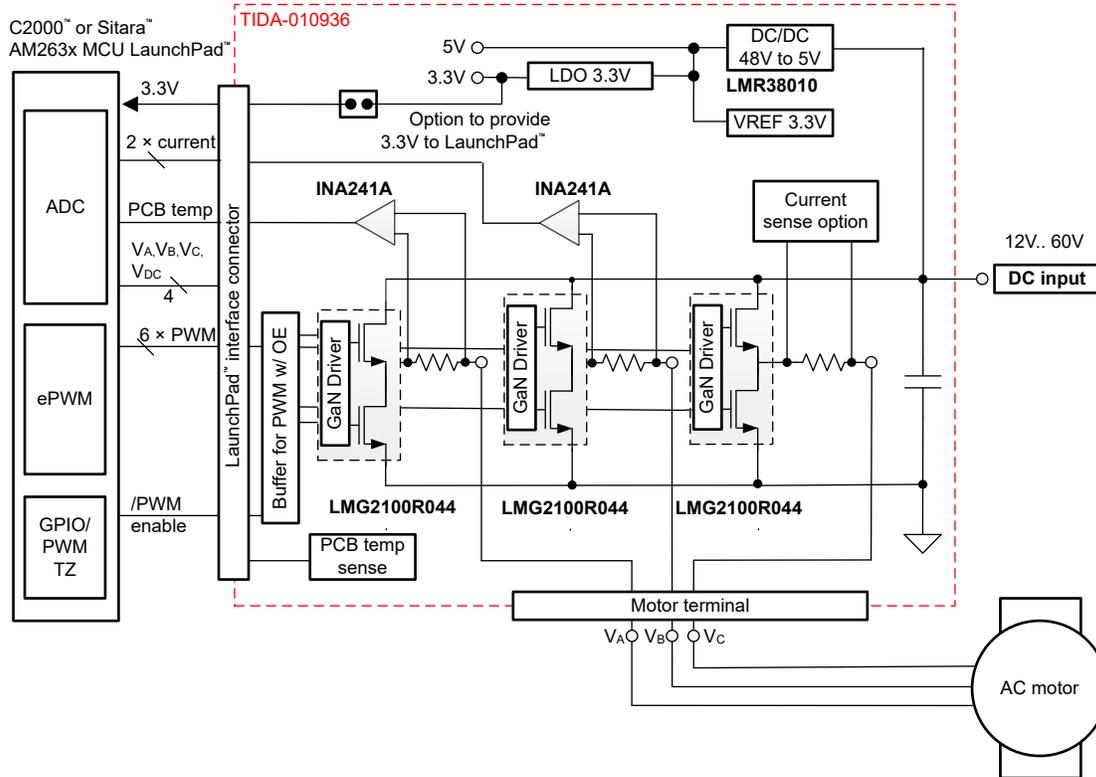


図 2-1. TIDA-010936 のブロック図

2.2 設計の考慮事項

設計目標は、公称 48V、DC 12V~60V の単一 DC 入力電圧で動作する、3 相 GaN インバータのリファレンスデザインを実装することです。入力電圧範囲の広い DC/DC コンバータ LMR38010 は、GaN-FET パワー モジュールと 3.3V バンドギャップリファレンスに電力を供給する 5V レールを生成し、3.3V パワー モジュールは電流センスアンプ、入力バッファ、オプションの C2000 MCU LaunchPad 開発キットに電力を供給します。

3 個のインバータ ハーフブリッジはそれぞれ、80V、10A の統合型 GaN ハーフブリッジモジュール (LMG2100R044) を用いており、小型フォームファクタと高効率を実証しています。

1mΩ の位相電流シャントと、3.3V のリファレンス (VREF3333) によって設定された 50V/V のゲインと 1.65V の中電圧を持つ差動電流センスアンプ (INA241A) によって、±33A のフルスケール電流範囲が実現されています。サーミスタ (TP61) が、GaN パワー モジュールに近い PCB 温度を監視しています。

ハイサイドの DC リンク電流センスコンパレータは、ハードウェアベースの短絡保護を行い、DC リンク電圧と位相電圧も測定し、InstaSPIN-FOC™ のような高度なセンサレス設計の検証が可能で

この設計では、テキサス・インスツルメンツのブースタパックと互換の 3.3V I/O インターフェイスを採用しており、C2000™ MCU LaunchPad™ 開発キットや Sitara™ マイクロコントローラと接続することで、テキサス・インスツルメンツの GaN 技術の性能評価を迅速かつ容易に行うことができます。

2.3 主な使用製品

2.3.1 LMG2100

LMG2100 100V GaN ハーフブリッジ電力段は、エンハンスメント モード窒化ガリウム (GaN) FET を使用した、統合型の電力段設計を実現します。図 2-2 に示すように、このデバイスは 2 つの GaN FET で構成され、1 つの高周波数 GaN FET ドライバによりハーフブリッジ構成で駆動されます。この設計の主な特長を表 2-1 にまとめます。

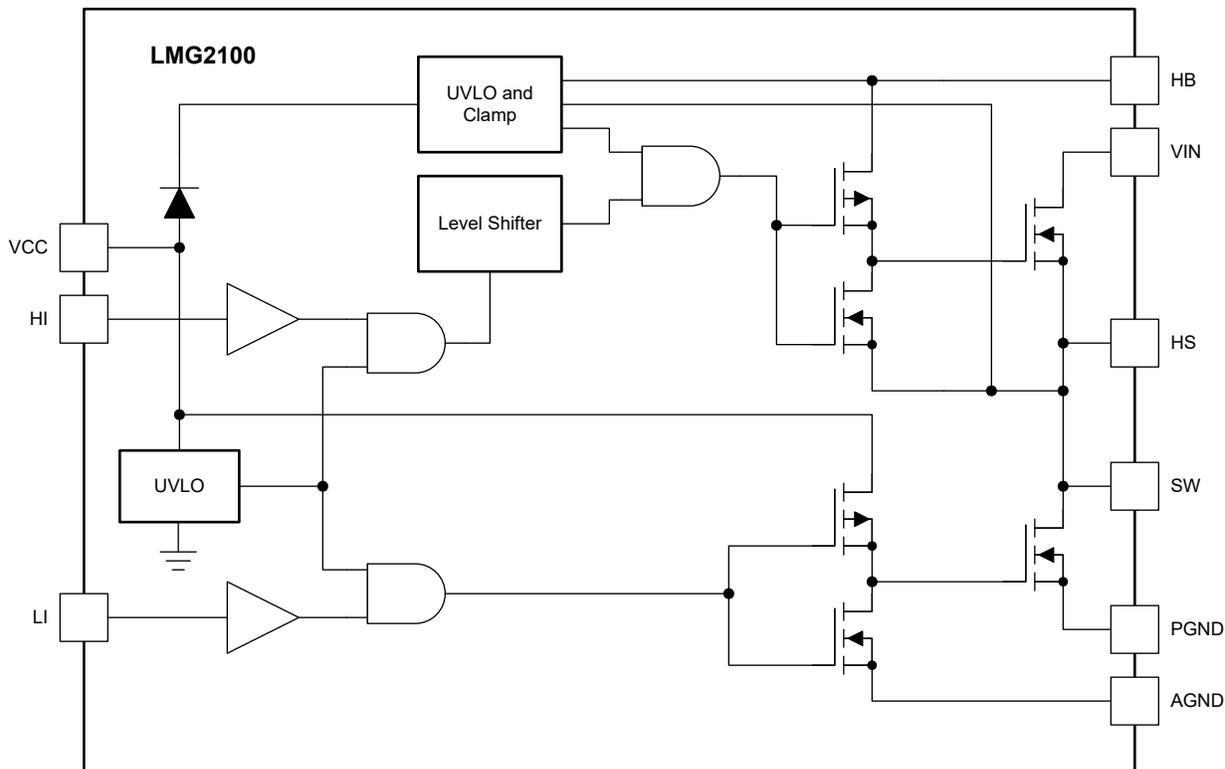


図 2-2. LMG2100 の機能ブロック図

表 2-1. LMG2100 の機能と特長

機能	利点
ハイサイドおよびローサイドの GaN ドライバと 80V GaN FET を内蔵した、35A DC 動作 4.4mΩ デバイス	80kHz の高スイッチング周波数で、最大 60V _{DC} 、16A _{RMS} 位相電流の 3 相インバータを可能にし、低インダクタンスおよび高速ドライブを実現します。
80V、4.4mΩ、GaN FET、GaN ドライバを、ボンドワイヤを一切使用しないパッケージで内蔵	パッケージの寄生成分の最小化により、超高速スイッチングが可能になり、スイッチング損失を低減してヒートシンクを削減または排除しています。
GaN FET は、ゼロ逆回復 (第 3 象限動作) と非常に小さな入力容量 C _{iss} を持っています。	インバータのようなハード スwitching 時のリンギングを低減または排除して、EMI を低減します。オーバーシュートおよびアンダーシュートが非常に小さいため、同じ最大定格電圧で Si-FET よりも高い公称 DC リンク電圧が得られます。
優れた伝搬遅延マッチング (2ns FET)	3 相インバータ アプリケーションでスイッチング損失を大幅に低減し、位相電圧のデッドタイム歪みを除去するために、ハーフブリッジあたりのデッドバンドを超低レベルに抑えることができます。
ハイサイドとローサイドで独立したトランジスタトランジスタ ロジック (TTL) 入力	3.3V MCU への直接 PWM インターフェイス
ブートストラップ電圧クランプおよび低電圧誤動作防止を備えた 5V シングル ゲートドライバ電源	容易な電源管理。UVLO は、ゲートドライバが低電圧になった場合に、ハイサイドとローサイドの GaN FET を同時にシャットダウンします。
LMG2100 向けに最適化されたピン配置	最小のインダクタンスでスイッチング損失を低減する簡単な PCB レイアウト

表 2-1. LMG2100 の機能と特長 (続き)

機能	利点
上面には露出した 2 個の GaN ダイ (SW と PGND) 底面には大きな PGND パッド	上面熱抵抗の低減を実現 両面冷却が可能

2.3.2 INA241A

INA241A は、電源電圧に関係なく、-5V~110V の広い同相範囲にわたってシャント抵抗の電圧降下を測定できる超高精度の双方向電流センシング アンプです。

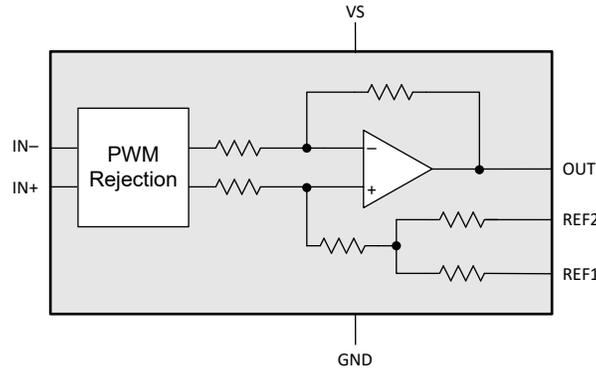


図 2-3. INA241A の機能ブロック図

表 2-2. INA241A の機能と特長

機能	利点
高速過渡の同相電圧入力フィルタリング (強化 PWM 除去機能) および高い AC 同相除去比 (CMRR)100kHz で 104dB、DC CMRR で 166dB	40kHz 以上の高いスイッチング周波数で、3 相インバータを使用した非絶縁型シャントベースの高精度の位相電流測定を実現します。
広い同相入力電圧範囲: -5V~110V	DC リンク電圧 48V~80V の 3 相インバータで、過渡的な過電圧および低電圧に対して十分な余裕をもたらします。
低オフセット電圧 ($V_{OS} = \pm 10\mu V$) および低ゲイン誤差 (0.01%)	オフセットとゲイン誤差が低いため、キャリブレーションなしで高精度の電流センシングが可能です。
低オフセット電圧ドリフト ($0.25\mu V/^\circ C$) およびゲイン誤差ドリフト ($1\text{ppm}/^\circ C$)	オフセットドリフトとゲイン誤差ドリフトが非常に小さいため、温度に依存するキャリブレーションなしで、温度範囲全体にわたって高精度の電流センシングが可能です。
1.1MHz の信号帯域幅	高い信号帯域幅により、高速モーターの低レイテンシ位相電流測定と、短絡事象が発生したときなどの大電流過渡の低レイテンシ検出をサポートします。
中電圧出力の統合型基準分圧器	外部 ADC 基準電圧を使用して、INA241 の中電圧を ADC 基準電圧の半分に設定できます。これにより、ADC 基準電圧のドリフトによって生成されるオフセットが除去されます。

2.3.3 LMR38010

LMR38010 同期整流降圧コンバータは、広い入力電圧範囲でレギュレーションを行えるよう設計されており、必要な外付けサージ抑制部品を最小限に抑えています。

表 2-3. LMR38010 の機能と特長

機能	利点
4.2V~80V 入力	広い入力電圧範囲により、12V、24V、48V、60V の DC 供給ドライブに適合
サイクルごとの電流制限、ヒカップ モード対応の短絡保護、サーマル シャットダウン	保護機能の内蔵
スペクトラム拡散オプションを利用可能	EMI を軽減
最大 T_J -40°C~150°C	広い温度範囲での動作
使いやすい HSOIC-8 パッケージ	ピン間隔の要望に対応

3 システム設計理論

3.1 3相 GaN インバータの電力段

公称 48V の DC 入力電圧は、6 個の 10F セラミック コンデンサでバッファされ、合計 60 μ F の DC バス容量となります。1m Ω 、3W のシャント抵抗が直列に追加され、高同相入力電圧コンパレータ INA310A を使用して、過電流保護のために DC バス電流を監視するオプションが提供されます。PCB では、電源グランド (PGND) とロジック グランドまたはアナログ グランド (GND) という 2 つの独立したグランド プレーンが用いられています。電源グランド プレーンからロジック プレーンへの高いスイッチング周波数電流のクロストークを最小限に抑えるため、両方のグランド プレーンはネット タイと 2 つのオプション 0 Ω 抵抗を介してスター型構成で接続されています。

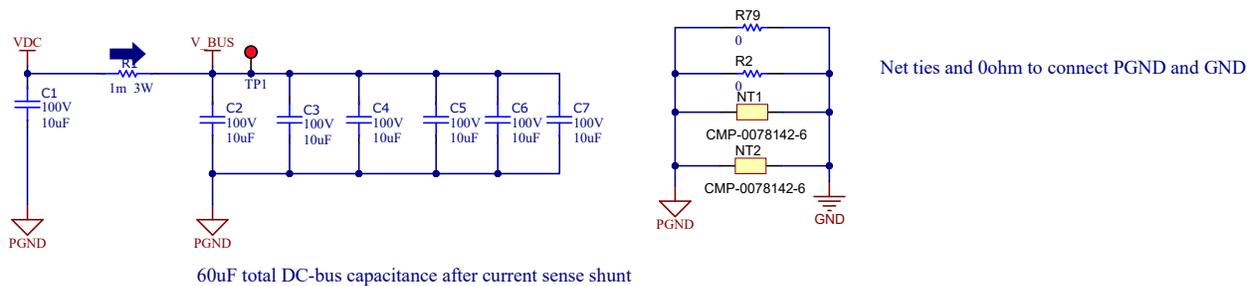


図 3-1. DC バスのデカップリングと GND の方式

3.1.1 LMG2100 GaN ハーフブリッジ電力段

LMG2100 100V GaN ハーフブリッジ電力段は、エンハンスメントモード窒化ガリウム (GaN) FET を使用した、統合型の使いやすい電力段設計を実現しています。このデバイスは 2 つの GaN FET で構成され、1 つの高周波数 GaN FET ドライバによりハーフブリッジ構成で駆動されます。高集積化により PCB 面積はさらに縮小され、追加で必要な受動部品もわずかです。図 3-2 に、ハーフブリッジの回路図を示します。

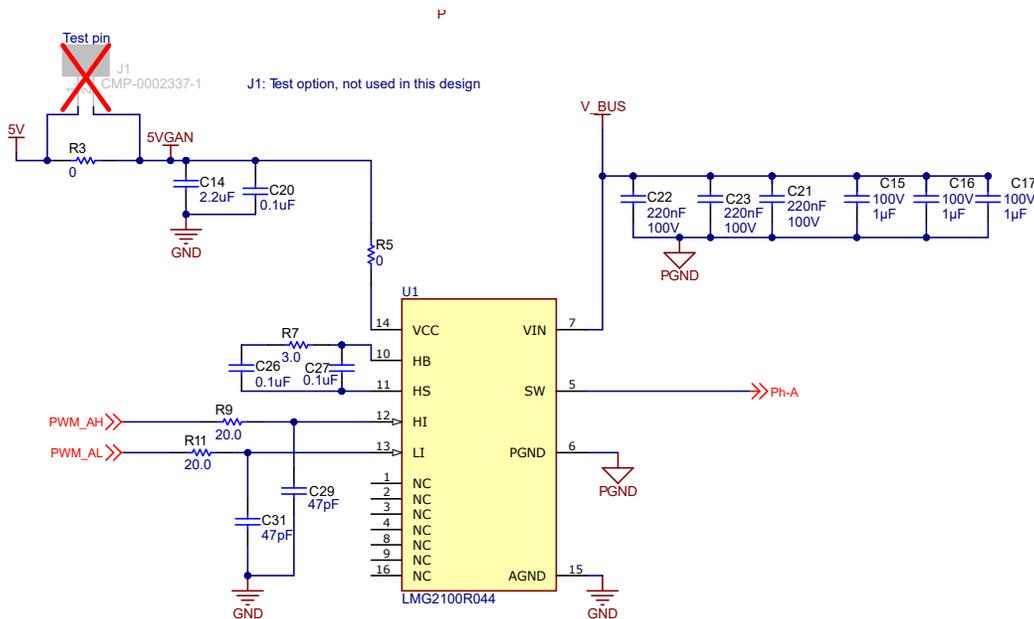


図 3-2. 位相 A のハーフブリッジ電力段の回路図

48V DC リンク電圧は、LMG2100 の VIN ピンに接続され、電源グランド (PGND) ピンを基準としています。ローカル セラミック バイパス コンデンサ C21、C22、C23 (100nF) および C15、C16、C17 (1 μ F) は、ループ インダクタンスを最小限に抑えるために、VIN ピンと PGND ピンの間に並列に配置されています。

LMG2100 に内蔵されたゲートドライバには 5V が供給されます。2.2μF と 0.1μF のセラミック バイパス コンデンサ (C14、C20) は、データシートで推奨されているように、VCC ピンと AGND ピンの近くに配置されています。

VCC の 5V と VIN の 48V は、入力 DC 電圧の電源投入時または電源オフ時のどちらでもシーケンシングは必要ありません。

100nF のセラミック ブートストラップ コンデンサ C26 と C27 は、HB (ハイサイド ゲートドライバのブートストラップ レール) および HS (ハイサイド GaN-FET のソース接続) ピンの近くに配置されています。R5 と R7 は、スイッチ ノードの立ち上がりエッジのスルー レートと、関連するターンオン時間を設定するために配置されています。VCC パスの R5 はローサイド GaN-FET のターンオン スルー レートを制限でき、ブートストラップ パスの R7 はハイサイド GaN-FET 用です。このリファレンス デザインでは、R5 と R7 のテストに 3 Ω を使用しました。

PWM パッファからのハイサイド スイッチとローサイド スイッチに対する相補型 PWM 信号は、R9、C29 と R11、C31 でローパス フィルタ処理され、高周波のインパルス ノイズが除去されてし、約 160MHz のカットオフ周波数と約 1ns の伝搬で誤ったスイッチングが防止されます。SW (スイッチ ノード) ピンは、位相電流センシング用の直列インライン シャントを介してモーターの位相 A 端子に接続され、他の LMG2100R044 ハーフブリッジはそれぞれ位相 B 端子と位相 C 端子に接続されています。

3.2 INA241A によるインライン シャントの高精度位相電流センシング

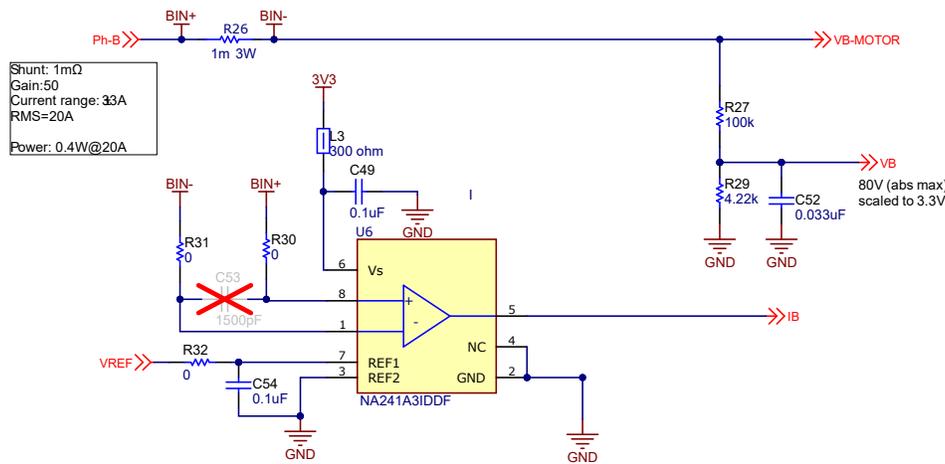


図 3-3. 位相 B のインライン位相電流センシングの回路図

位相 A と位相 B の位相電流は、図 3-3 に示すように、1mΩ シャント、たとえば位相 B の R26 を介してインラインで測定されます。R26 は、LMG2100 デバイスのスイッチノード出力 (SW ピン) に直接接続されています。シャントは、ケルビン接続と、オプションの差動 RC ローパス フィルタ (R30、R31、C53) を介して、INA241A3 デバイスの差動入力 IN+ と IN- に接続されています。この設計ではローパス フィルタは不要であり、2 つの直列抵抗に 0Ω を選択しており、コンデンサ C53 は 3 相すべてで実装されていません。INA241A3 デバイスの固定ゲインは 50V/V です。シャントにかかるバイポーラ入力電圧を、3.3V の入力電圧範囲を持つ ADC に適したユニポーラ出力電圧に変換するために、INA241A3 (U6) の中電圧は 1.65V に設定されます。この変換を行うために、高精度で低ドリフトの 3.3V 基準 REF3333 がオプションの RC ローパス フィルタ (R32 と C54) を介して REF1 ピンに接続されています。REF2 ピンは GND に接続されています。この設計のデフォルト設定では、ローパス フィルタは使用されず、R32 は位相 A と同じで 0Ω に設定されています。INA241 デバイスの内部に搭載された高精度の 2 分周機能により、INA241 の OUT ピンには 高精度で超低ドリフトの 1.65V バイアス電圧が生成されます。伝達関数は、式 1 のように計算できます。

$$I_A[V] = (I_A[A] \times 1\text{m}\Omega) \times 50 \left[\frac{V}{V} \right] + 1.65\text{V} \quad (1)$$

位相電流の最大範囲は ±33A です。対応する出力電圧範囲は 0V～3.3V で、1.65V の場合は 0A の位相電流になります。

3.3 位相電圧および DC 入力電圧のセンシング



図 3-4. 位相 A 電圧センシング回路

各位相の位相電圧と DC リンク電圧 (入力電圧と等しい) は、抵抗分圧器を介してセンシングされます。図 3-4 に、PWM キャリア周波数を減衰させるローパスフィルタ (C44) を使用した DC リンク電圧 (R19、R21) の例を示します。位相電圧は、式 2 に従って、絶対最大電圧を 80V として、3.3 V にスケールリングされます。

$$VA[V] = VA_MOTOR \times \frac{R21}{R21 + R19} = VA_MOTOR \times \frac{1}{24.7} \quad (2)$$

ローパスフィルタのカットオフ周波数 (f - 3dB) は 1kHz に設定されています。これにより、40kHz の PWM キャリア周波数を除去するために約 32dB の減衰、100kHz の PWM キャリア周波数を除去するために 40dB の減衰が得られます。DC リンク電圧は同じ抵抗分圧器 (図 3-4 を参照) を介してセンシングされ、すべての電圧が同じ過渡応答と遅延を持つようにローパスフィルタが適用されます。

3.4 電力段の PCB 温度監視

PCB 電力段の温度をセンシングするために、0402 および 0603 のパッケージオプションで 0°C ~ +70°C までで ±1% を実現している TMP61 ファミリのサーミスタが選択されています。TMP6131 デバイスは、LMG2100 ハーフブリッジモジュールの近くに配置されています。設計ツールに基づいて、プルアップ抵抗として 10kΩ 抵抗を選択します。TMP6131 のアナログ出力信号は、R57 (20Ω) と C68 (2.2nF) でローパスフィルタ処理され、コネクタ J1-18 に配線されて C2000 MCU 内蔵 ADC に接続されます。この信号を使用して、C2000 MCU を介してリアルタイムの PCB 温度センシングと過熱保護を行うことができます。

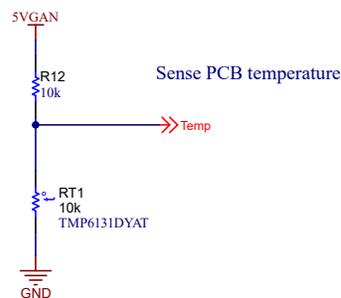


図 3-5. サーミスタによる PCB 温度検出

3.5 パワー マネージメント

電源ツリーを、図 3-6 に示します。入力電圧範囲の広い DC/DC 降圧コンバータで、5V レールを生成します。その後、パワーモジュールは 5V から 3.3V を生成し、INA241A などの 3.3V シグナルチェーンに電力を供給します。オプションで、3.3V 電源レールから MCU LaunchPad に電力を供給することもできます。

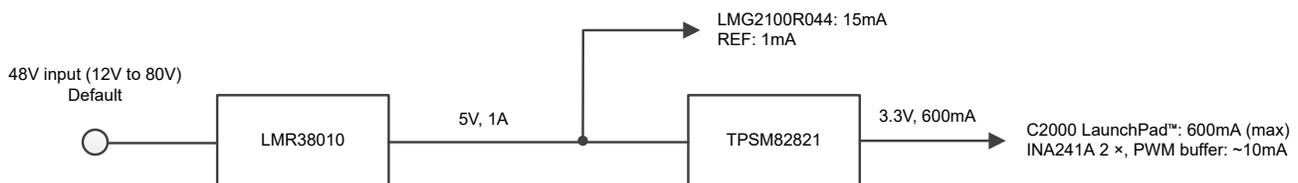


図 3-6. 電源ツリー

3.5.1 48V から 5V への DC/DC コンバータ

DC/DC 降圧コンバータは、12V~60V の入力電圧範囲に対応し、少なくとも 80V の入力電圧に対応できるように設計されています。出力電圧は 5V に設定されています。DC/DC 降圧コンバータのフィードバック回路は、最小の出力電圧リップルと 1A 以上の出力電流が得られるように設計されています。

この電源は、WEBENCH® 回路設計 / 選択シミュレーション サービスを使用して、以下のパラメータ仕様で設計されています。

表 3-1. パラメータ仕様

パラメータ	標準値	最小値、最大値
DC リンク電圧	48V	10V、80V
出力電圧	5V	±5%
出力電圧リップル	< 50mV _{pp}	できるだけ低い値
出力電流	500mA	1A
温度範囲	-40°C~85°C (125°C)	

これらのパラメータによって、LMR38010 デバイスが設計仕様に適合するデバイスとして選択されました。図 3-7 に WEBENCH の推奨を示します。

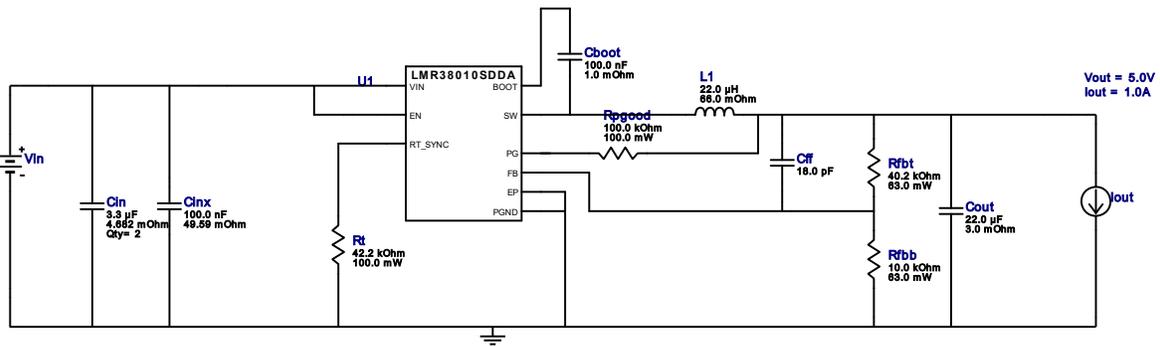


図 3-7. LMR38010 WEBENCH シミュレーション回路

できるだけサイズを小さくするために、スイッチング周波数は 617kHz ($R_f = 42.2\text{k}\Omega$) に設定されており、 $22\mu\text{H}$ のインダクタのみが必要です。図 3-8 に 43.5V 入力時の電圧リップルを示します。電流が $>0.1\text{A}$ の場合、出力リップルは 15mV 未満です。

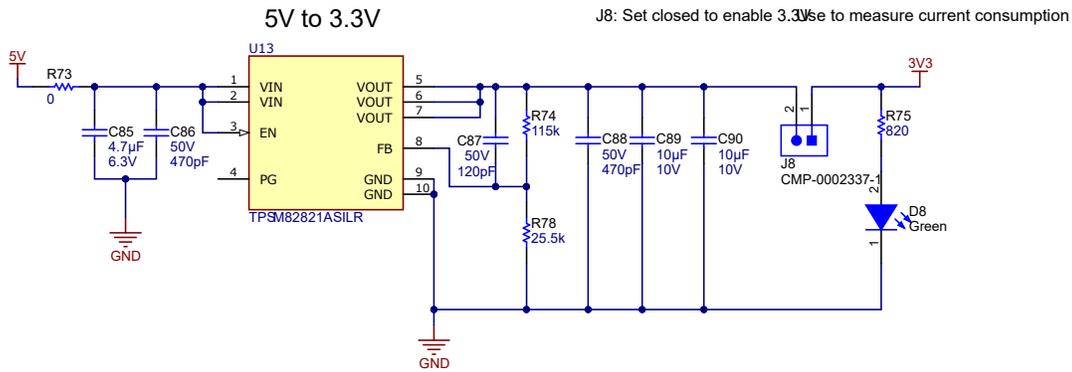


図 3-10. 5V~3.3V パワー モジュール

3.6 ホスト MCU へのインターフェイス

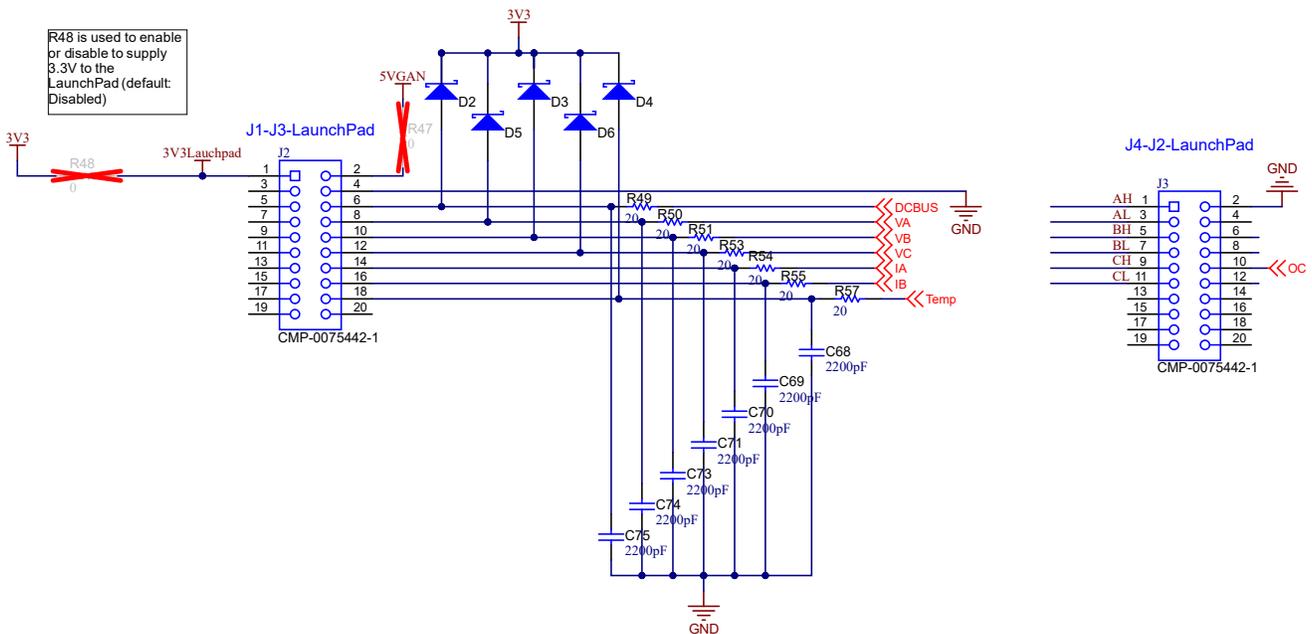


図 3-11. ホスト インターフェイス コネクタ J1 および J2 の回路図

C2000 MCU など、ホスト プロセッサとのインターフェイスは 3.3V I/O に準拠しており、位相 A、位相 B、位相 C の相補型 PWM 信号、PWM トリップ信号、ディセーブル信号、さらに、3 相 GaN インバータを制御するための高精度の位相電流、位相電圧、DC リンク電圧フィードバックなど、必要なすべての信号を提供します。アナログ PCB 温度帰還 (temp) は、さらに 3 相 GaN 出力段を保護し、安全動作領域 (SOA) を調整するのに役立ちます。

各アナログ フィードバック信号は、MCU 内蔵 ADC に接続する前に、たとえば R57 (20Ω) や C58 (2.2nF) などの RC フィルタでローパスフィルタ処理されます。2.2nF のコンデンサは、通常 5pF~15pF の範囲にある ADC のスイッチ入力コンデンサの駆動用に配置されています。ショットキー ダイオード D2~D6 は、DC バス電圧が 80V (絶対最大値) を超えた場合に、最大位相電圧を約 3.6V にクランプします。

TIDA-010936 は、LAUNCHXL-F28P65X などの 80 ピン C2000 MCU LaunchPad の上部ヘッダにのみ取り付け可能です。さらに、TIDA-010936 ホスト インターフェイスを使用すると、C2000 LaunchPad に電力を供給するために 3.3V レールを供給するオプションを利用できます。このオプションは、システム全体の適切なパワーアップシーケンシングを提供します。ピン配置の詳細については、[セクション 1.1](#) の表 1-2 と表 1-3 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 TIDA-010936 の PCB の概要

図 4-1 および図 4-2 に、PCB の上面および底面のラベル付き写真を示します。

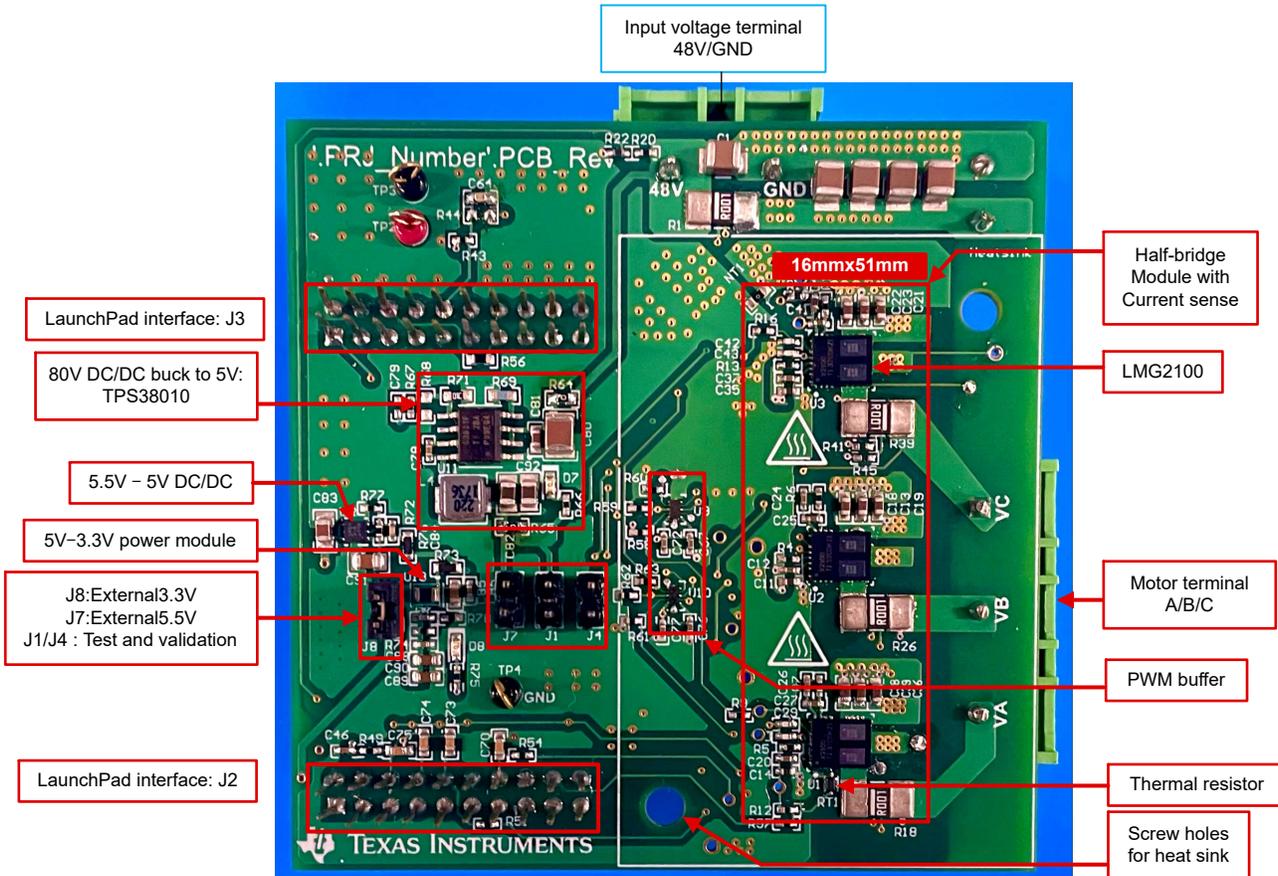


図 4-1. TIDA-010936 の PCB の上面図

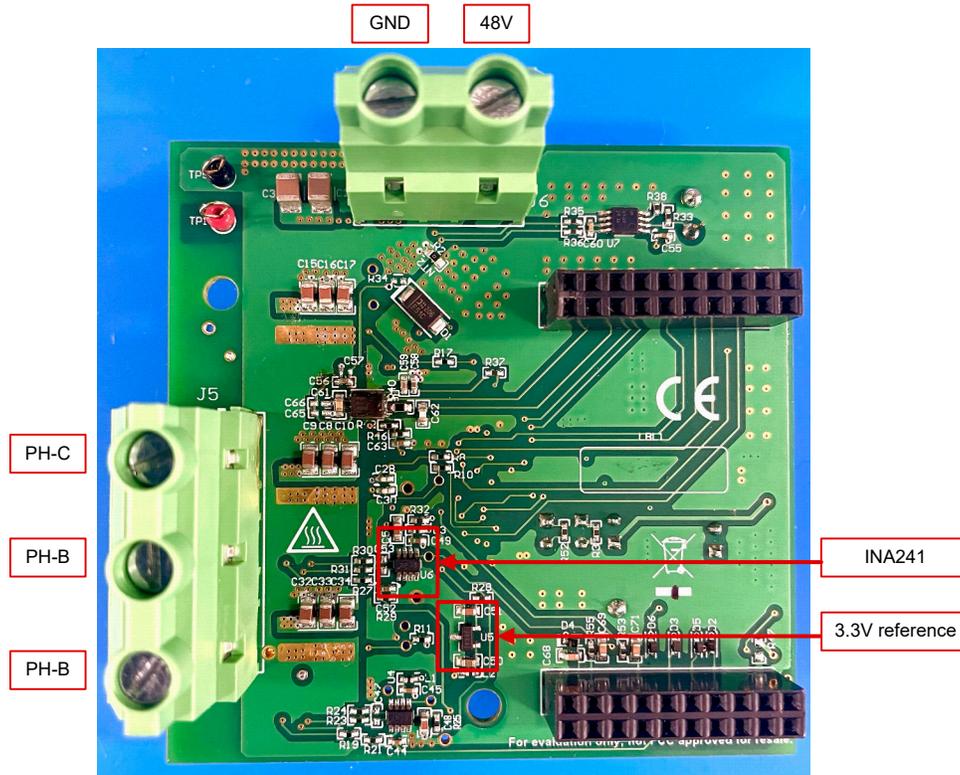


図 4-2. TIDA-010936 の PCB の底面図

4.1.2 TIDA-010936 のジャンパ設定

TIDA-010936 は、表 4-1 に示す 4 個のジャンパを使用しています。

表 4-1. TIDA-010936 のジャンパ設定

ジャンパ	機能	実装済み	未実装
J1, J4	テストと検証	該当なし	デフォルト
J7	5V 電源	5.5V から LDO への 5V ⁽¹⁾	オンボード電源 (デフォルト) ⁽²⁾
J8	3.3V 電源	オンボード (デフォルト)	外部 3.3V
R48, R47	LaunchPad 用 3.3V または 5V	LaunchPad 電源	未実装 (デフォルト)、LaunchPad は独自の USB 電源を使用

- (1) J7 が実装されている場合、LDO (U12) に 5.5V が供給されるため、R68 を実装し、R65 を取り外す必要があります。
- (2) J7 (デフォルト) が実装されていない場合、基板には 5V が供給されます。LDO (U12) に外部 5.5V を使用する場合は、R65 を取り外し、U12 に関連する部品を実装してください。

注意

R48 と R47 を同時に実装しないでください。R48 または R47 を実装するときは、C2000 LaunchPad に USB 経由で電力が供給されていないことを確認してください。この設定を行うには、F28P65X LaunchPad のジャンパ JP1 と J16 を取り外してください。

4.1.3 C2000™ MCU LaunchPad™ 開発キットへのインターフェイス

TIDA-010936 のインターフェイス仕様は、テキサス・インスツルメンツのブースタパック プラグイン モジュール規格に準拠しています。ピン配置については、セクション 1.1 の表 1-2 と表 1-3 を参照してください。TIDA-010936 基板は、C2000 LaunchPad ヘッド J1~J4 にのみ接続できます。

図 4-3 に、F28P65X LaunchPad ヘッド J1~J4 に接続された TIDA-010936 を示します。TIDA-010936 は LaunchPad に電力を供給しないため、TIDA-010936 J8 が実装され、LaunchPad のジャンパ JP1 と JP2 が実装されています。

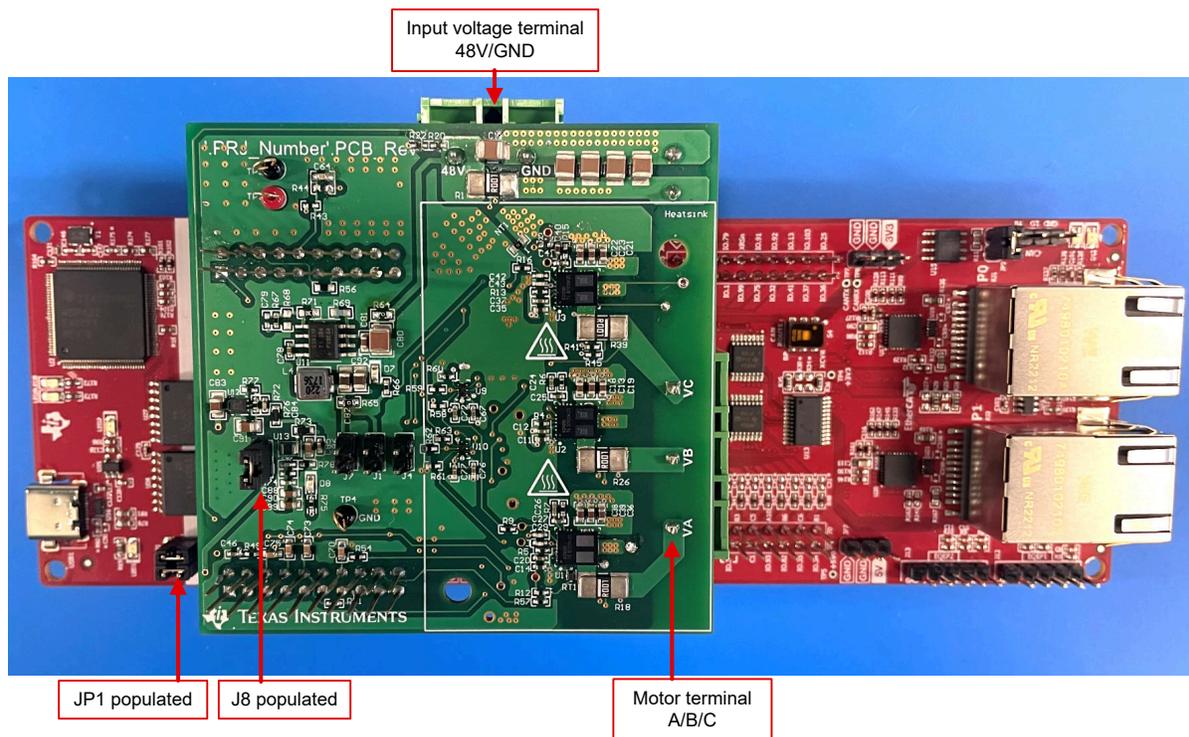


図 4-3. C2000™ MCU LaunchPad™ 開発キットに接続されている TIDA-010936

DC 電源 (12V~60V、公称 48V) を DC 入力電圧コネクタ (J6) に接続し、3 相モーターを 3 相出力電圧コネクタ (J5) に接続します。3 相モーターが、PWM スイッチング中の位相電圧の高いスルー レートを処理できることを検証します。

4.2 ソフトウェア要件

TIDA-010936 を検証するために、TMS320F28P65X 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 LaunchPad 開発キットが使用されました。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™ 向けモーター制御ソフトウェア開発キット \(SDK\)](#) と、[C2000™ マイクロコントローラの TI E2E™ 設計サポート フォーラム](#)を参照してください。

4.3 テスト設定

表 4-2 に、主な試験装置を示します。特定のテストのためのセットアップの説明と画像は、対応するテスト結果のセクションに示します。

表 4-2. 主な試験装置

説明	部品番号
高速オシロスコープ	Tektronix MSO4104B
シングルエンドプローブ	Tektronix P6139B
電力アナライザ	HIOKI PW6001
絶縁型電流プローブ	CYBERTEK CP8030H, HIOKI CT6872
ダイナモメーター	MAGTROL DSP6000
マルチメータ	Flyuke 17B+
温度カメラ	TESTO 865
可変電源 (10A)	ITECH IT6724H
可変電源 (20A)	ITECH M3902C

表 4-2. 主な試験装置 (続き)

説明	部品番号
C2000 MCU LaunchPad 開発キット	テキサス・インスツルメンツ LAUNCHXL-F28P65X
低電圧サーボ モーター (48V、7A)	Teknic M-2310P-LN-04K
低電圧サーボ モーター (72V、21A)	7H2207124422

4.4 テスト結果

4.4.1 パワー マネージメントおよびシステムのパワーアップとパワーダウン

このテストは、オンボードの 5V と 3.3V の電源を検証し、3.3V と 5V のレールの標準的な消費電流を測定することに重点を置いています。今回のテストでは、C2000 MCU LaunchPad 開発キットに TIDA-010936 から電力を供給していません。高い降圧比 48:5 (48V 入力から 5V 出力) のため、5V レールでの電圧リップルも検証されました。

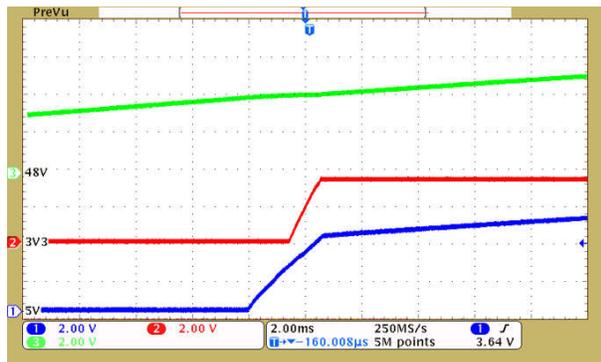


図 4-4. TIDA-010936 システムのパワーアップ (48V_{IN}、5V レール、3.3V レール)

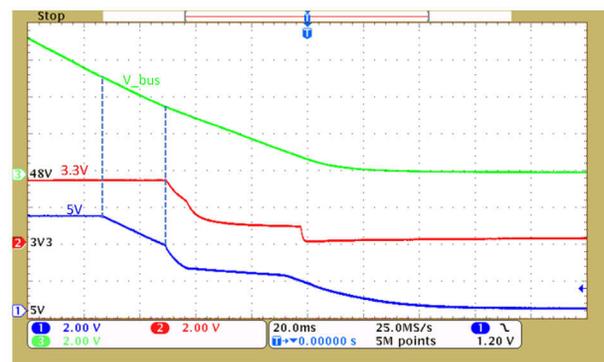


図 4-5. TIDA-010936 システムのパワーダウン (48V_{IN}、5V レール、3.3V レール)

パワーダウン段では、バス電圧が約 5V まで低下すると、LMR38010 の出力がバス電圧とともに低下します。バスが 3.3V を下回ると、3.3V レールも低下し始めます。

5V レールの AC リップルは、軽負荷時でも 20mV_{pp} を大きく下回っています。リップルの周波数は 617kHz で、これは降圧コンバータのスイッチング周波数と一致しています。5V レールのオフセットは約 5.07V です。



図 4-6. 公称負荷 (20mA) での 5V の出力リップル

4.5 GaN インバータ ハーフブリッジ モジュールのスイッチ ノード電圧

このテストの焦点は、低位相電流と最大位相電流を使用した 48V 時における GaN インバータのスイッチ ノード電圧の過渡応答を検証することでした。このテストのもう 1 つの目的は、LMG2100 GaN パワー モジュールの各ローカル バイパスコンデンサの容量や数量を検証することでした。

C2000 マイコンは、40kHz のスイッチング周波数と 16.6ns のデッドバンドの相補型 PWM を使って 3 相空間ベクトルを生成するように構成されています。位相ごとの PWM デューティサイクルは、対応する位相電流 I_A を、 $I_B = I_C = -0.5 I_A$ の条件で駆動するように構成されています。

LMG2100 スイッチ ノード電圧は、[図 4-7](#) に示すように、LMG2100 SW ピン (ピン 8) で測定され、LMG2100 PGND ピン (ピン 9) の近くを通して PGND を基準としています。

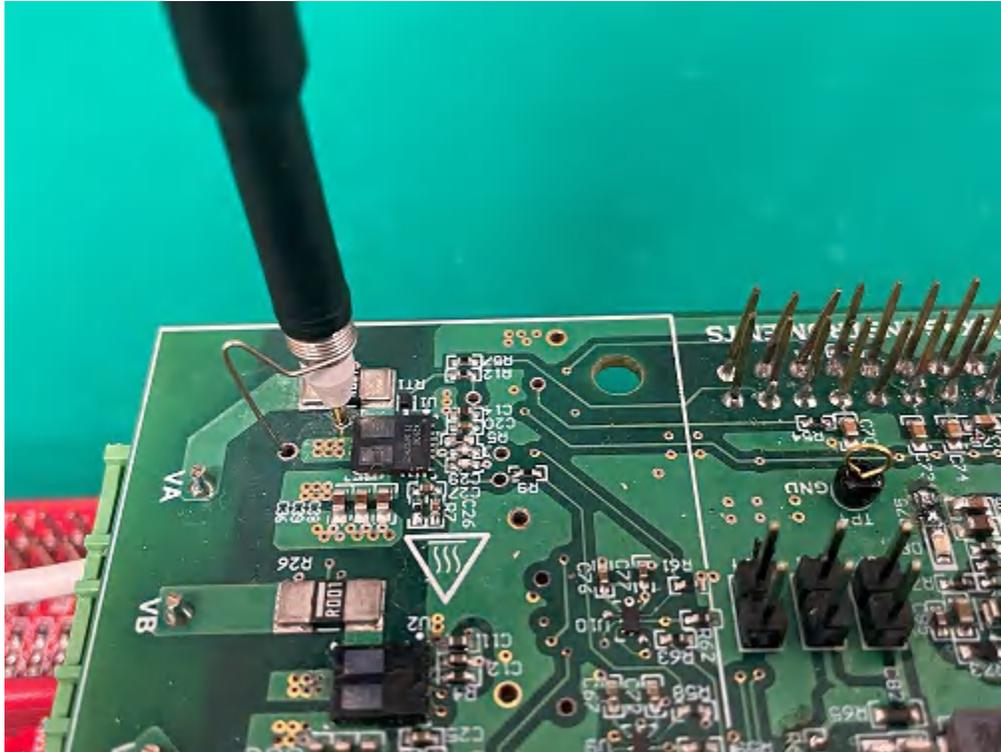


図 4-7. シングルエンドプローブによる LMG2100 スイッチノード測定 (ピン SW~PGND) のテストのセットアップ

以下の図は、上下のブリッジアーム間で PWM 入力に 16.6ns のデッドタイムがあることを示しています。

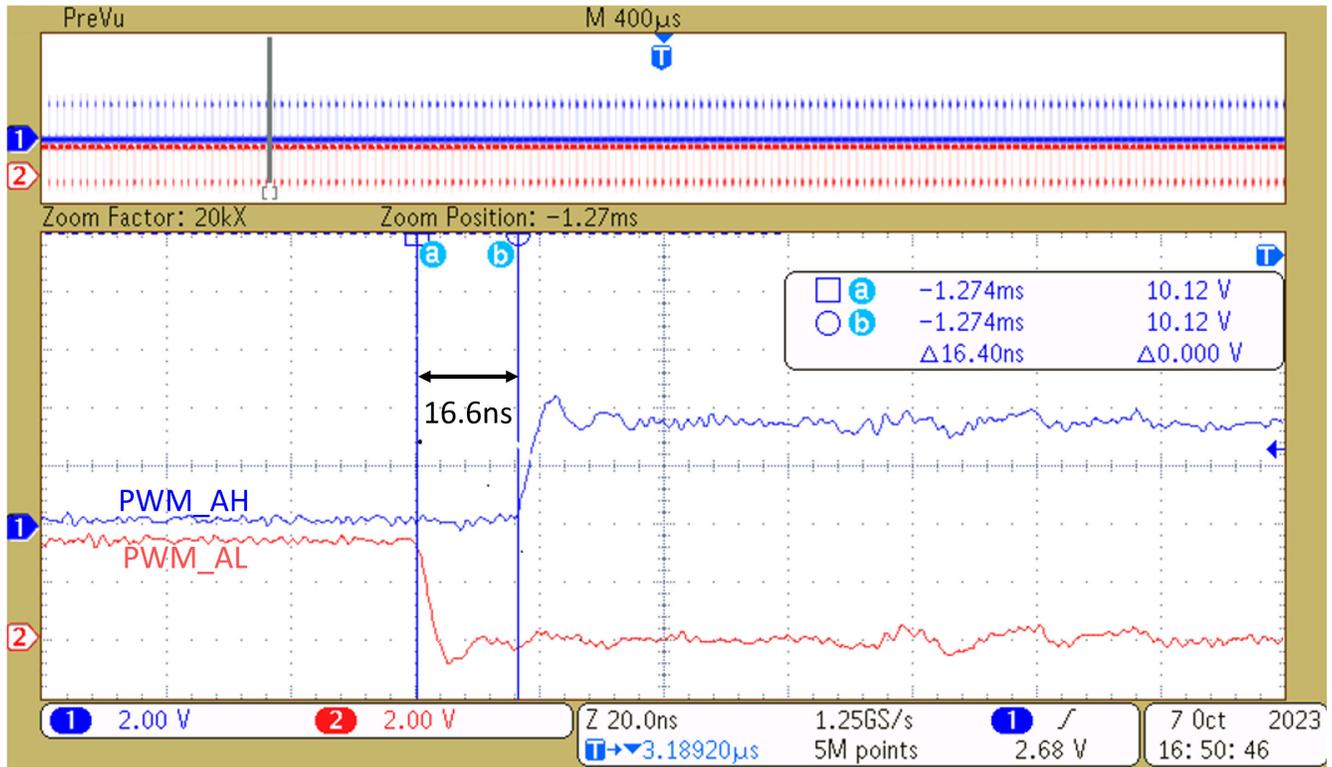


図 4-8. J2 での立ち上がりエッジ PWM A (H および L)

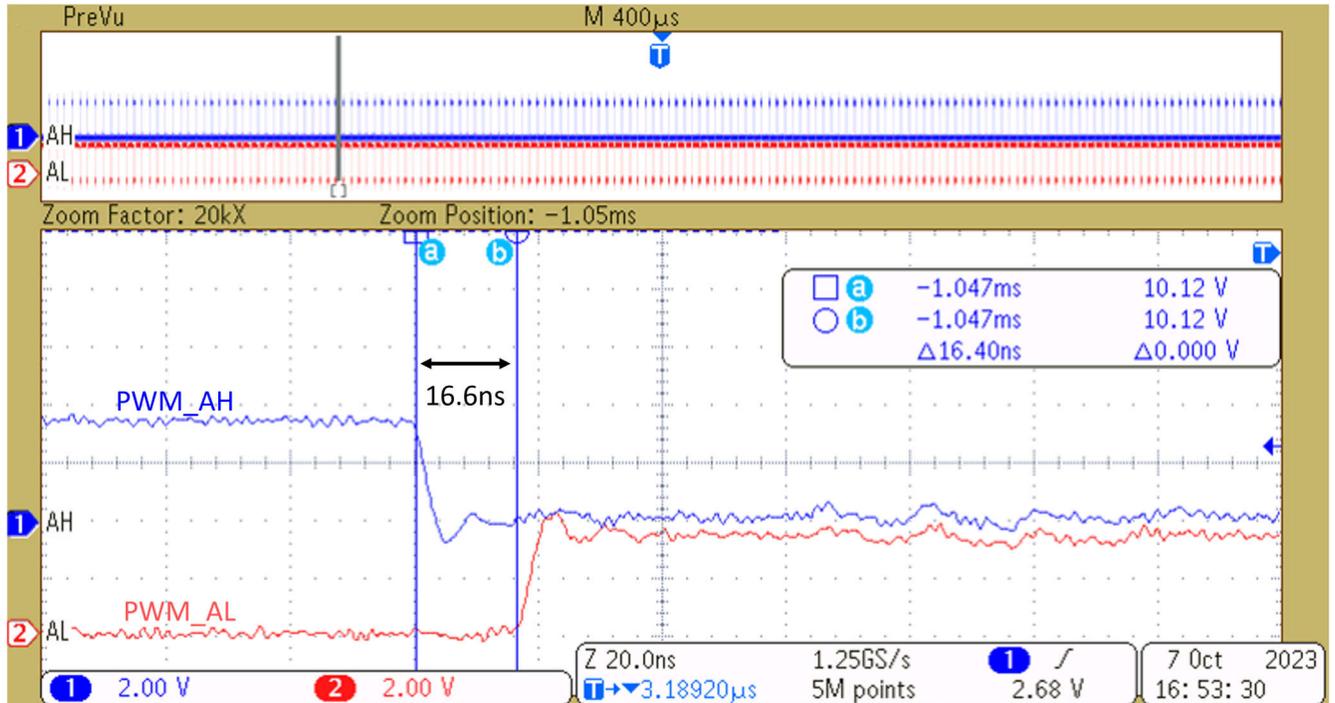


図 4-9. TIDA-010936-4-11 J2 での立ち下がりエッジ PWM A (H/L)

4.5.1 48V DC バスでのスイッチ ノード電圧過渡応答

以下の図に、ハードスイッチング時とソフトスイッチング時の SW 過渡電圧の概要を示します。PWM 周波数 (40kHz)、LMG2100 の伝搬遅延、および 16.6ns の PWM デッドバンドが確認できます。位相電流が小さいため、以下の図に示すように、ハードスイッチングと、ソフトスイッチングとハードスイッチングの組み合わせが発生しています。GaN-FET のターンオンとターンオフのスルー レート (20%~80%) は、10V/ns~15V/ns 程度に構成されています。

4.5.1.1 ±1A 時の出力電流

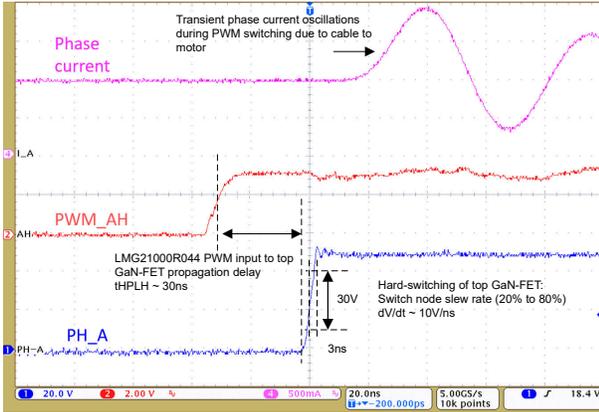


図 4-10. 位相 A の立ち上がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、1A 時)

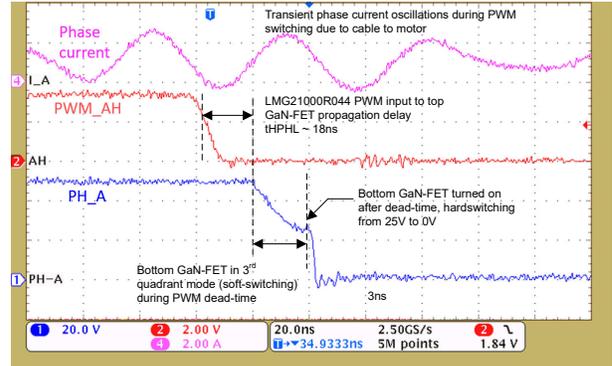


図 4-11. 位相 A の立ち下がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、1A 時)

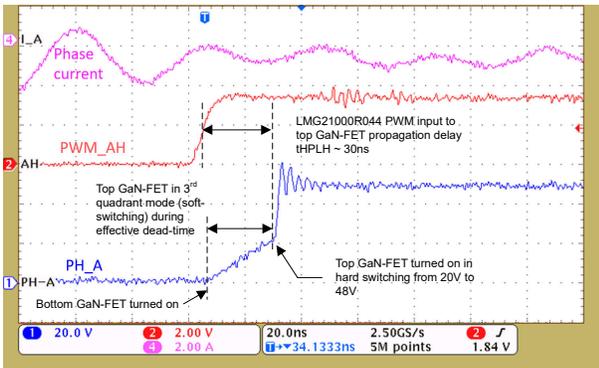


図 4-12. 位相 A の立ち上がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、-1A 時)

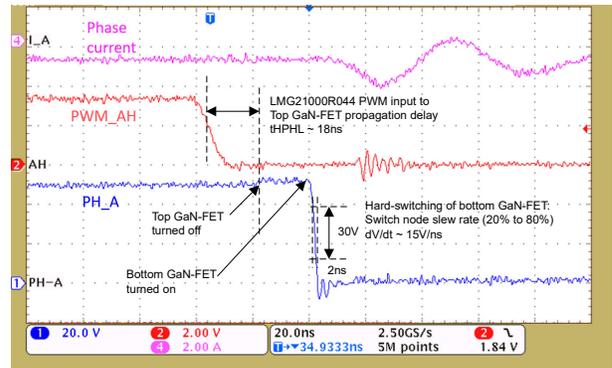


図 4-13. 位相 A の立ち下がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、-1A 時)

4.5.1.2 ±10A 時の出力電流

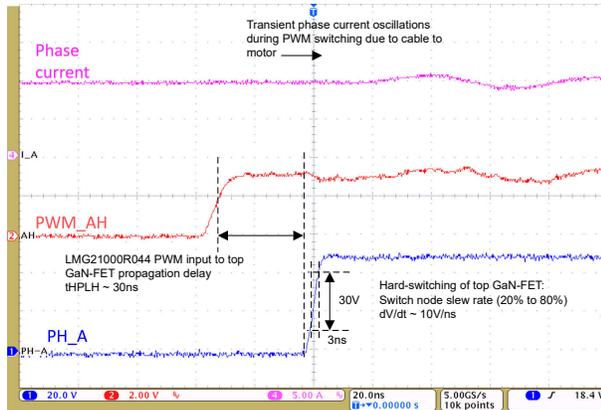


図 4-14. 位相 A の立ち上がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、10A 時)

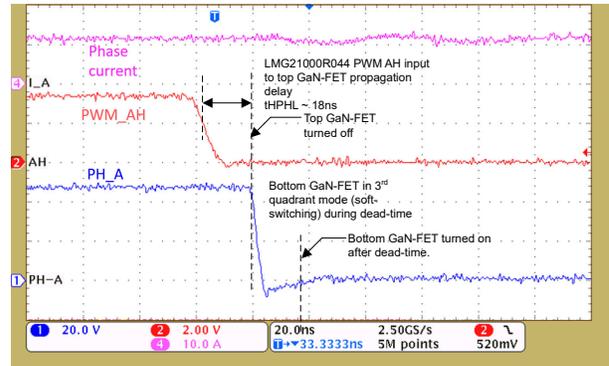


図 4-15. 位相 A の立ち下がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、10A 時)

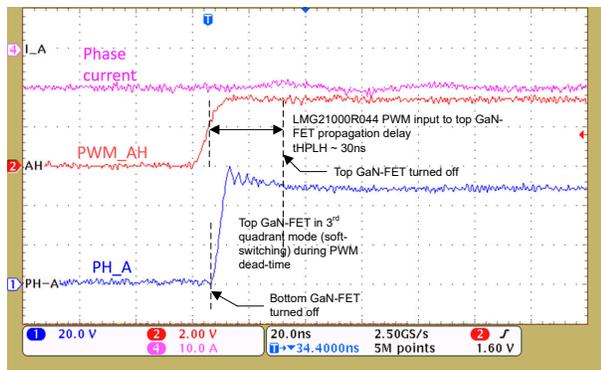


図 4-16. 位相 A の立ち上がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、-10A 時)

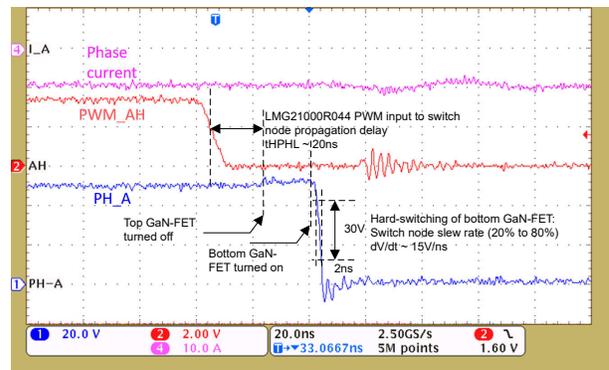


図 4-17. 位相 A の立ち下がり SW、位相電流、LMG2100 PWM (HI) (48V、-10A 時)

4.5.2 PWM 周波数の DC バス電圧リップルへの影響

バスコンデンサの主な機能は、バス電圧を平滑化し、スイッチング時に過渡電流を供給してバス電圧のリップルを十分に小さく保つことです。

PWM スwitching 周波数を高くすると、バス容量に対する要件を緩和することができます。FET のスイッチング時間が短くなるので、コンデンサに必要な電荷量が小さくなります。そのため、より高い PWM スwitching 周波数を使用すると、必要なバス容量値を小さくすることができます。

通常、電解コンデンサはバスコンデンサとして使用されます。電解コンデンサは十分な容量を提供できますが、サイズが大きい、寿命が短い、高周波特性が劣るなどの欠点があります。これに対し、セラミックコンデンサはより安定性が高く、小型ですが、セラミックコンデンサが提供できる容量は限られています。以下のテストでは、PWM 周波数を上げることで、電解コンデンサからセラミックコンデンサへの置き換えを試みています。

さまざまな周波数で電解コンデンサとセラミックコンデンサのバスリップルをテストして、小型のセラミックコンデンサを使用できるかどうかを判定します。このテストでは、60μF と 100μF の各セラミック・コンデンサ (PN: C3225X7R2A106K250AC × 6 または 10) および 100μF 電解コンデンサ (PN: ECA2AM101) を使用しました。

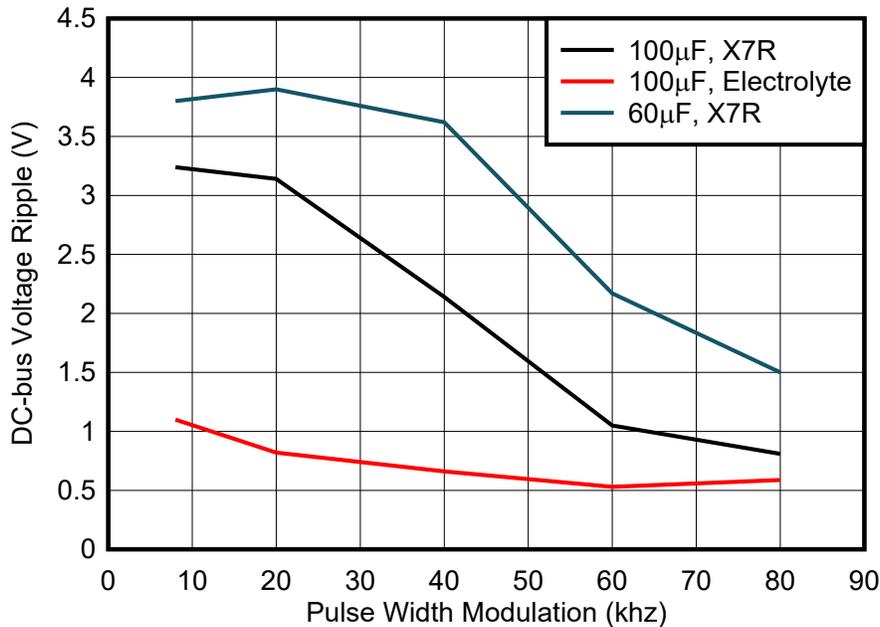


図 4-18. DC リンク電圧 AC リップル (48VDC, 8kHz–80kHz PWM、PH_I = 5A_{RMS})

図 4-18 に示すように、周波数が高くなるにつれてバスのリップルが徐々に減少するため、より小さな容量のコンデンサを使用できます。ただし、セラミックコンデンサは、低周波 (< 80kHz) では電圧リップルが著しく大きくなります。この 10µF セラミックコンデンサの実際の容量は、50V の電圧ではわずか 2.2µF ですから、図 4-18 の 60µF および 100µF のセラミックコンデンサに対応する実際の実効容量は、13.2µF および 22µF です。したがって、リップルは 100µF 電解コンデンサのリップルより大きくなります。

PWM 周波数が 80kHz になると、100µF セラミックコンデンサと電解コンデンサの電圧リップルはほぼ同じになります。したがって、GaN の非常に低いスイッチング損失を利用して、PWM 周波数を 80kHz に上げることができます。同時に、電解コンデンサを同じ容量のセラミックコンデンサに置き換えることで、小型化も実現できます。

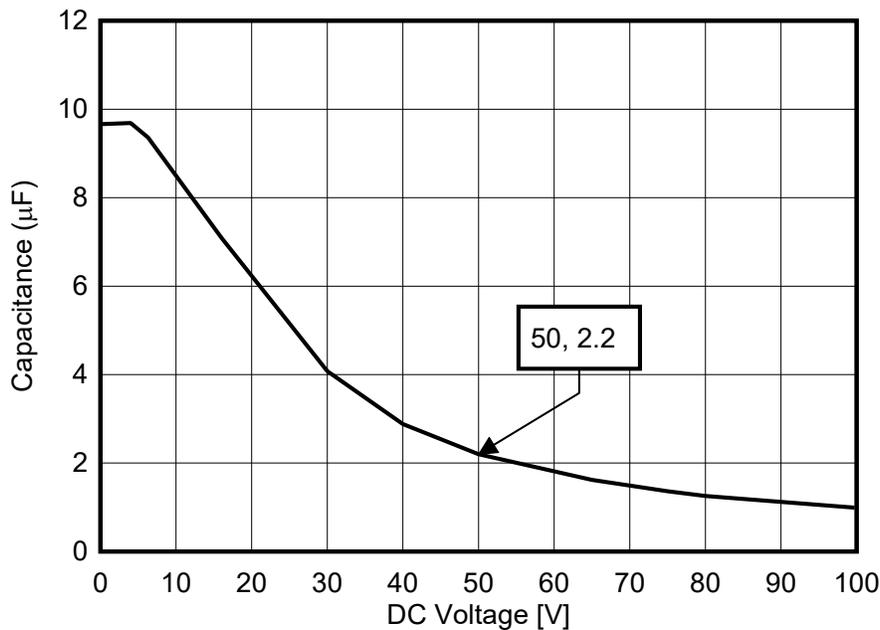


図 4-19. セラミックコンデンサの容量と電圧の曲線

4.5.3 効率の測定

効率テストは、HIOKI PW6001 電力アナライザと HIOKI CT6872 電流トランスを使用して、27°Cのラボ温度で実施しました。TIDA-010936 の電源は DC 48V で、負荷として大電力サーボモーターを使用しました (72V、21A)。モーターにはダイナモメータで高負荷を供給しました。PWM キャリア周波数は 40Hz~80kHz に設定しました。モータ速度は 600RPM です。図 4-20 に、テストのセットアップと配線ブロック図の画像を示します。

これらのテストでは、ヒートシンクもファンも使用していないため、TIDA-010936 PCB の自然対流のみが適用されました。

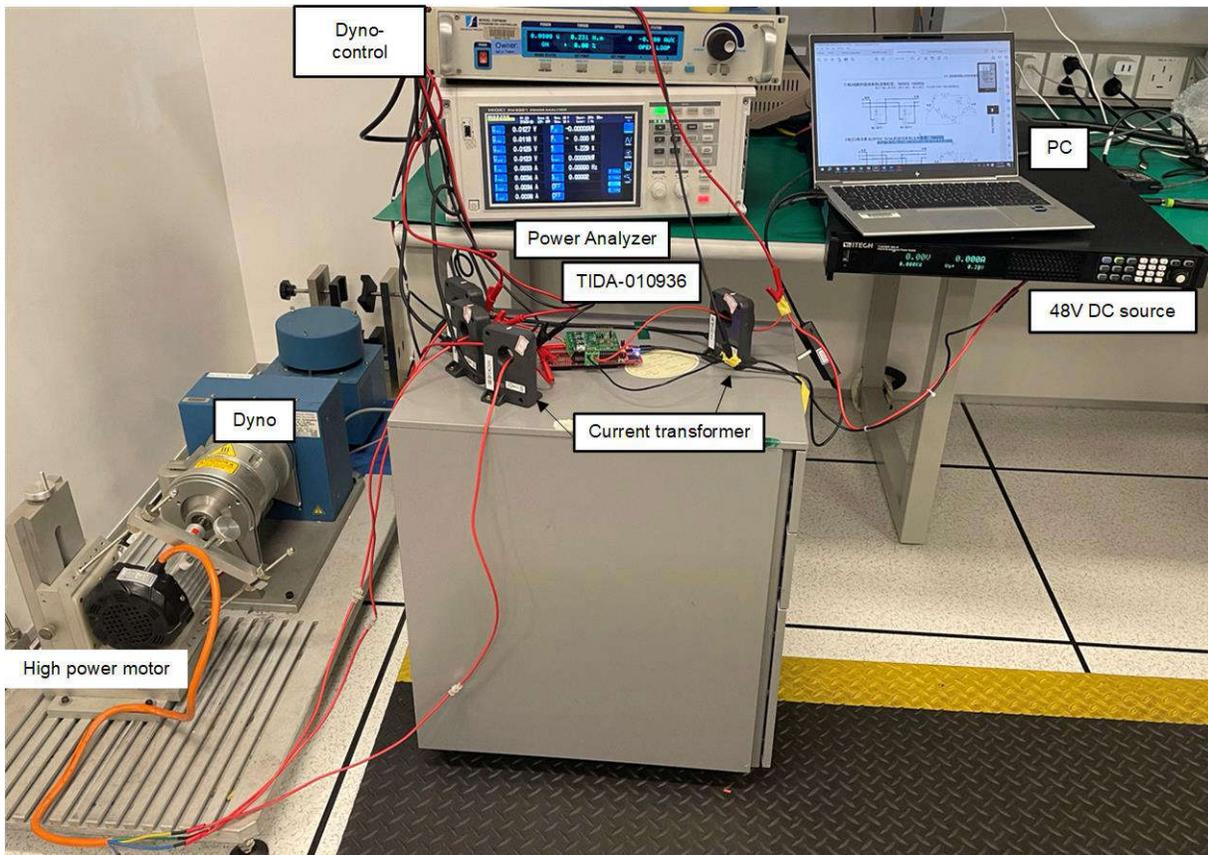


図 4-20. TIDA-010936 インバータの効率分析用テストのセットアップ

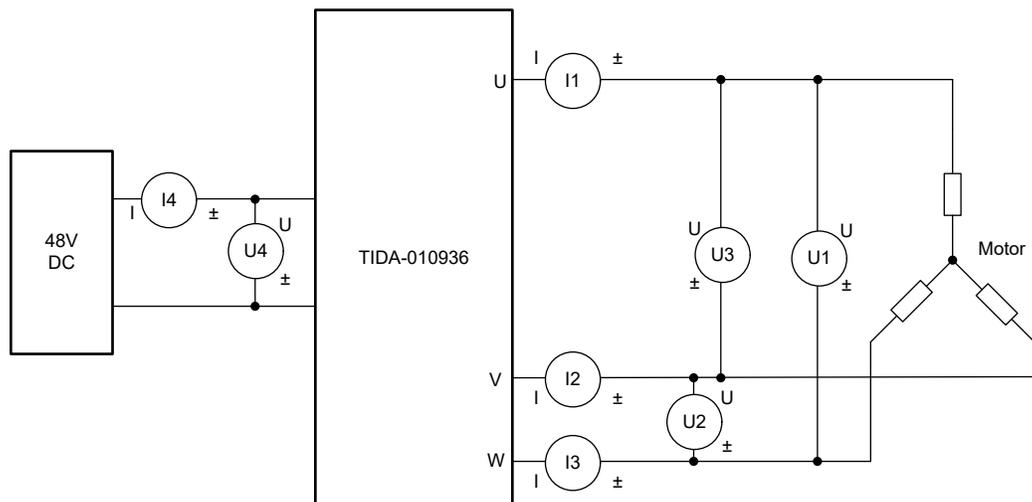


図 4-21. TIDA-010936 インバータの効率分析用配線ブロック図

図 4-22 は、TIDA-010936 の電力損失と 3 相モーター負荷電流との関係を A_{RMS} で示したものです。これらの数値には、C2000 MCU LaunchPad 開発キットの電力損失は含まれていません。

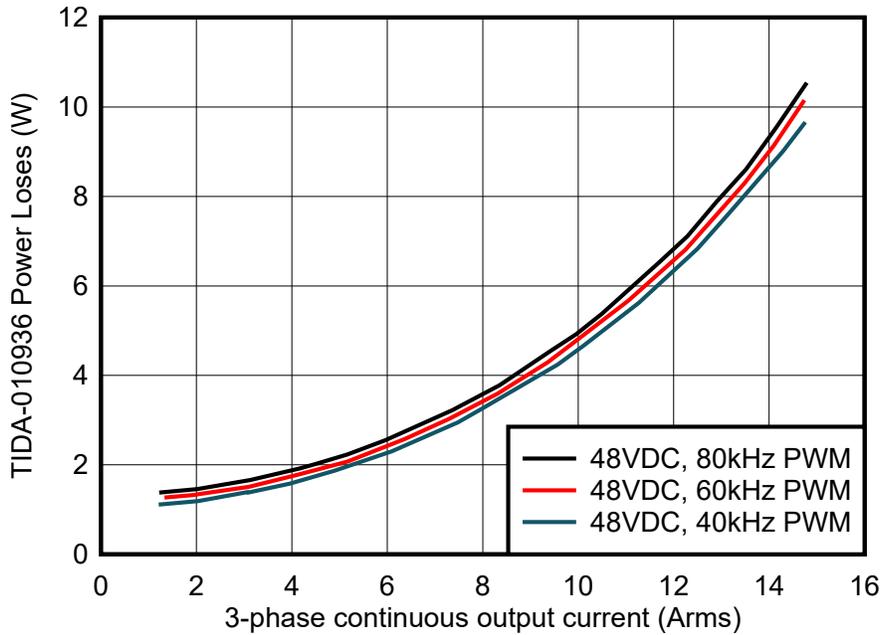


図 4-22. TIDA-010936 48V 入力での基板損失と 3 相出力電流との関係

最大負荷電流 $14.8A_{RMS}$ での TIDA-010936 基板の電力損失は、40kHz PWM で 9.66W、80kHz PWM で 10.5W でした。TIDA-010936 の電力損失は、主に GaN FET (LMG2100) の損失と $1m\Omega$ ショント抵抗の損失に左右されます。

図 4-23 に示すように、最大相間電圧 $19.5V_{RMS}$ (3 次高調波による空間ベクトル PWM)、力率 0.9 での DC 48V における最大ピーク効率の理論値は、40kHz PWM で 99.3%、80kHz PWM で 99.2% です。

PWM スイッチング周波数が高くなっても、基板の電力損失は大幅に増加していないことに注目してください。このことは、LMG2100R044 GaN-FET のスイッチング損失が非常に小さいことも反映しており、PWM スイッチング周波数が高くても非常に高い効率を達成できます。

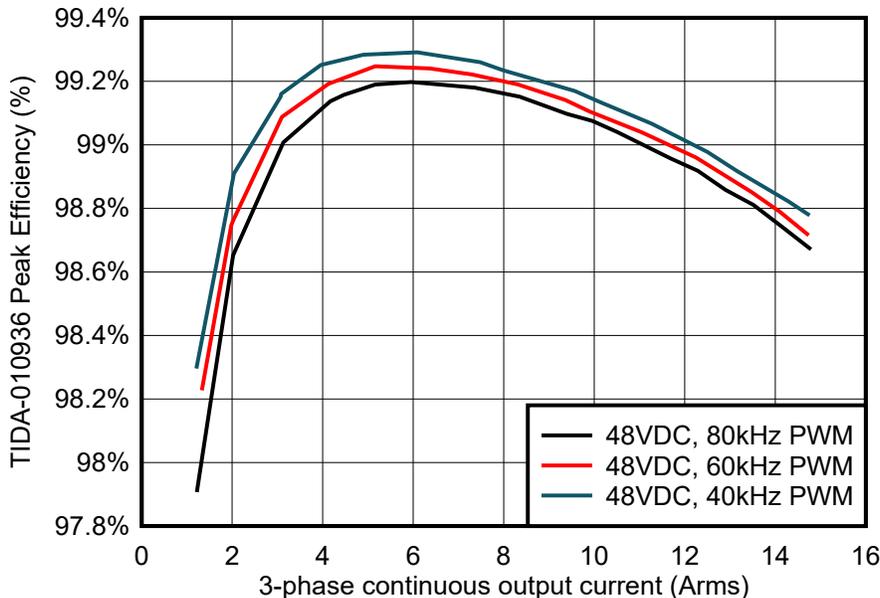


図 4-23. 48VDC、40/60/80kHz PWM 時の最大ピーク効率の計算値

4.5.4 熱解析

この設計の熱解析は、大電力モーターを駆動し、DC 48V 入力、40kHz で、27°Cのラボ温度で実施しました。このテストでは、ヒート シンクもファンも使用していません。

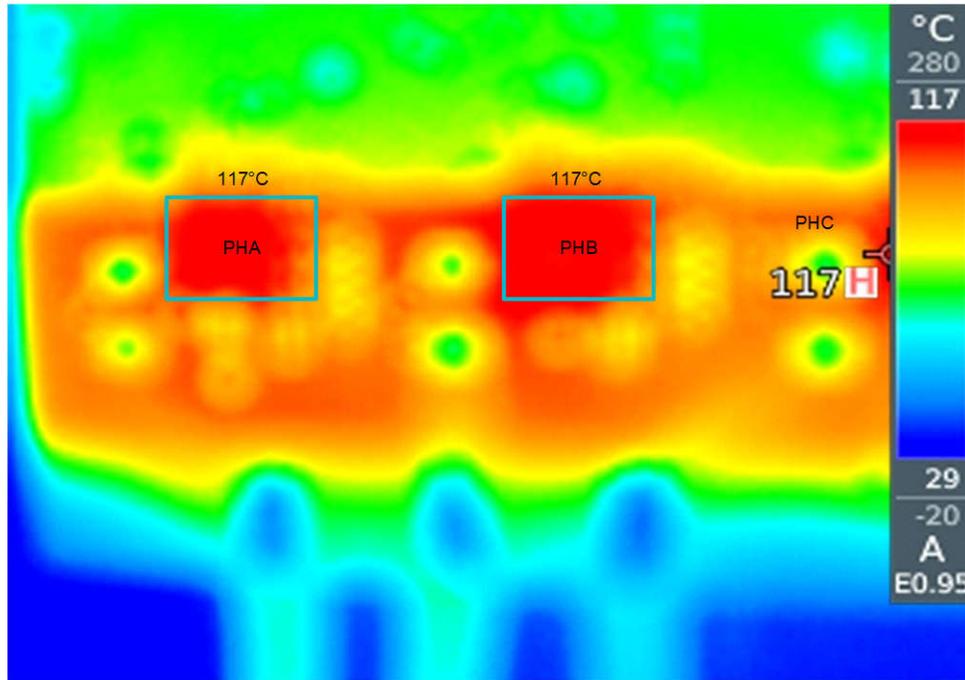


図 4-24. 40kHz PWM、15.6A_{RMS} での TIDA-010936 の熱画像

LMG2100 は上面でダイが露出しているため、ケースの温度はダイの温度に非常に近くなります。推奨される接合部温度は最高 125°Cです。このテストでは、GaN デバイスは位相電流 15.6A_{RMS} で 117°Cに達しました。

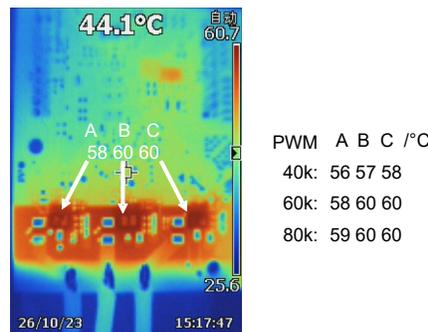


図 4-25. 60kHz PWM、40kHz および 80kHz、10A_{RMS} での TIDA-010936 の熱画像

60kHz PWM、10A_{RMS} 出力電流での 3 相 GaN ケースの温度は、すべて 60°Cです。40kHz および 80kHz では、10A 出力でのケースの温度にはほとんど差がありません。

4.5.5 無負荷時の損失テスト (C_{OSS} 損失)

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~80kHz、負荷電流ゼロでの TIDA-010936 PCB の電力損失を測定しました (式 3 を参照)。

$$P_{COSS_{loss}} = C_{OSS_{FET}} \times V_{DC}^2 \times f_{PWM} \times 2 \quad (3)$$

シミュレーションには、LMG2100R044 のデータシートに記載されている C_{OSS(TR)} = 501pF を使用し、さらに PCB とケーブル配線の寄生容量に起因する 80pF 相当の基板関連容量を追加しています。

PWM スイッチングがゼロのときの TIDA-010936 の電源電流オフセットを差し引くために、最初に PWM スイッチングなしで測定が行われ、PWM スイッチングなしの 48V 電源で 0.765W の電力損失が得られました。次に、シミュレーションされた C_{OSS} の電力損失に対して、8kHz から 80kHz の段階的な PWM による消費電力の増加が出力されました。さらに、(スイッチング時の) 3 相電圧をセンシングするための位相電圧抵抗分圧器の損失も、C_{OSS} の電力損失に加算されないように、測定値から差し引かれました。このシミュレーションは、C_{OSS} の電力損失の測定値とほぼ一致しています。

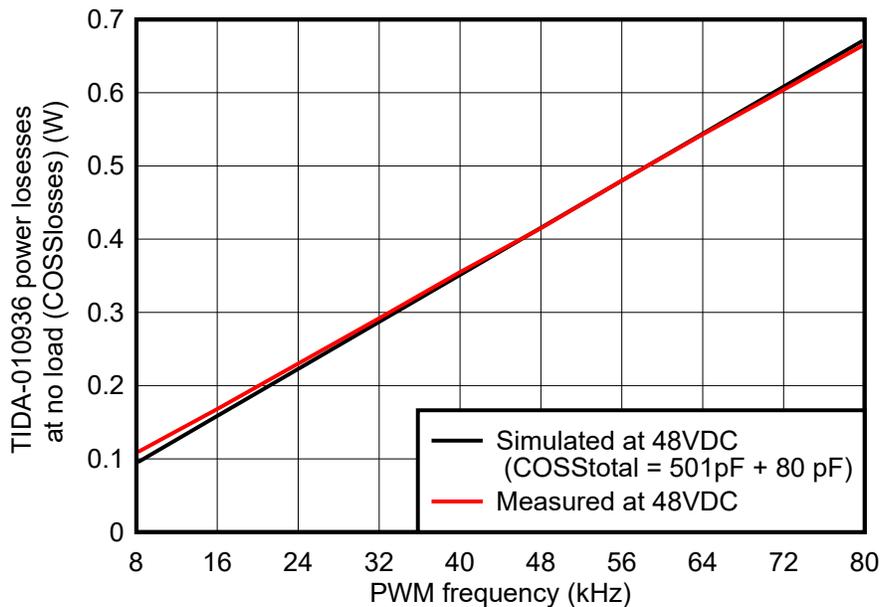


図 4-26. 48V_{DC} での無負荷 (C_{OSS}) 時の電力損失と PWM 周波数との関係

5 設計とドキュメントのサポート

5.1 設計ファイル {必須トピック}

5.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010936](#) 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-010936](#) 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

TIDA-010936 PCB の LMG2100 のレイアウトは、『[LMG2100R044 100V、35A GaN ハーフブリッジ電力段](#)』データ シートのレイアウト例に基づいています。

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-010936](#) 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-010936](#) 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-010936](#) 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-010936](#) 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

[LAUNCHXL-F28P65X](#)
[C2000™ リアルタイム](#)
[MCU F28P65x](#)
[LaunchPad™d 開発キット](#)

LAUNCHXL-F28P65X は、TI (テキサス・インスツルメンツ) の C2000™ リアルタイム マイコンである F28P65x デバイス ファミリー向けの低コスト開発ボードです。このボードは、アプリケーションを開発するために標準化された使いやすいプラットフォームを実現しており、初期評価とプロトタイプ製作に最適です。LaunchPad™ 開発キットの拡張バージョンであり、開発用のピンが追加され、2 個の BoosterPack™ プラグイン モジュールの接続をサポートをします。テキサス・インスツルメンツの多様なマイコン LaunchPad エコシステムの一部であるこのボードには、幅広いプラグイン モジュールとの相互互換性があります。

ソフトウェア

[C2000™ マイコン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) 向けモーター制御 SDK は、さまざまな 3 相モーター制御アプリケーションを対象とした 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された、ソフトウェア インフラ、ツール、ドキュメントの一式です。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、『一体型ドライバによる GaN 性能の最適化』ホワイト ペーパー
2. テキサス・インスツルメンツ、『シリコンを上回る GaN FET モジュールの性能優位性』ホワイト ペーパー
3. テキサス・インスツルメンツ、『LMG2100R044 100V、35A GaN ハーフブリッジ電力段』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『GaN (窒化ガリウム) ソリューション』
5. テキサス・インスツルメンツ、WEBENCH® デザイン センター
6. テキサス・インスツルメンツ、MotorWare™ ソフトウェア
7. テキサス・インスツルメンツ、低電圧サーボ モーター

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

ブースタパック™, C2000™, LaunchPad™, テキサス・インスツルメンツの™, InstaSPIN-FOC™, and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered trademark 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

EASON TIAN 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、ロボット モーター ドライブ システムの設計を担当しています。

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。

7 謝辞

TIDA-010936 の回路図とレイアウトのキャプチャ、テストソフトウェアの開発、設計テストと検証に関して、**Jiaxin Teng**、**Jim Chen**、**Kristen Mogensen**、**Chen Gao**、**Jerome Shan** からの多大なご協力に感謝します。

重要なお知らせと免責事項

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

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

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

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

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated

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 © 2024, Texas Instruments Incorporated