

Design Guide: TIDA-010957

15kW ~ 30kW、双方向、三相 + ニュートラル対応、GaN ベースの
フライング コンデンサ方式リファレンス デザイン

説明

本リファレンス デザインは、3 レベル、三相 + 中性線、窒化ガリウム (GaN) ベースのフライング キャパシタ電力ステージを実装するための設計テンプレートを提供します。高速スイッチング電力デバイスの採用により、等価 125kHz でのスイッチングが可能となり、フィルタ用磁性部品の小型化と電力ステージの電力密度向上を実現します。マルチレベルトポロジにより、最大 900V の高い DC バス電圧において、定格 650V の電力デバイスを使用できます。トランジスタ両端にかかるスイッチング電圧ストレスが低減されることでスイッチング損失が抑制され、フル パワー時に 98.9% の効率を達成しています。

リソース

TIDA-010957	デザイン フォルダ
LMG3522R030、UCC33421-Q1	プロダクト フォルダ
TMCS1126、AMC0311D	プロダクト フォルダ
AMC0381D、AMC0330R	プロダクト フォルダ
ISOTMP35、TMS320F28P550SJ	プロダクト フォルダ
LMG3670R010	プロダクト フォルダ

特長

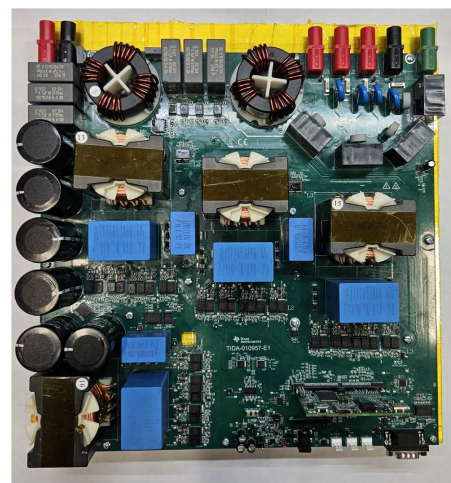
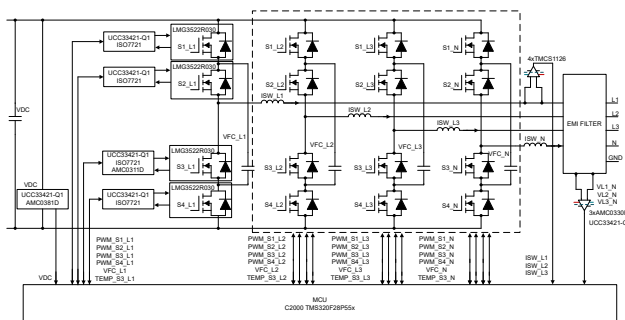
- 三相 + 中性線双方向 DC/AC コンバータ向け電力ステージ
- 900V システム内の定格 650V スイッチ (3 レベル構造による)
- 125kHz の高スイッチング周波数と (98.9% の) 高効率を両立した設計
- LMG3522R030 を採用した場合、各相あたり 21A_{RMS}
- LMG3670R010 を採用した場合、各相あたり 36A_{RMS}
- 三相電流の不均衡を管理する制御方式

アプリケーション

- ストリング インバータ
- セントラル インバータ
- オンボード チャージャ
- DC 高速充電ステーション
- 電力変換システム (PCS)
- 無停電電源装置



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。



1 システムの説明

現代の商業規模の太陽光発電用インバーターは、複数の面で技術革新が進んでおり、その結果、より小型で高効率な製品が市場に登場している。

- より高電圧の太陽光発電アレイへの移行
- 搭載される磁気部品のサイズを縮小する
- 双方向の電力段を必要とするローカル電力ストレージを搭載

太陽光発電ストリングからの電圧を 1000V または 1500V の直流に上げることで、同じ電力レベルを維持しながら電流を低減することができる。電流が減少すると、導通損失が減少し、その結果、効率が向上します。しかし、高い DC バス電圧が必要とされるため、電源部品の選択肢に制限が生じます。

高電圧太陽光発電アレイによって発生する電圧ストレスを補償するために、太陽光発電インバーターの代替トポロジーを検討する必要があります⁽¹⁾。従来のハーフブリッジセルでは、各スイッチングデバイスが DC バスの最大電圧に耐える必要があります。電源部品を追加することで、マルチレベルコンバータを採用するときにデバイス全体のストレスを大幅に低減できます。このリファレンスデザインは、3 レベルのフライングコンデンサコンバータを実装する方法を示します。このコンバータは、すべての電源部品の電圧ストレスを DC バス電圧の半分に制限し、より豊富でより高速な電源部品を使用します。また、この設計では、電圧耐性が制限されるため、他のトポロジーでは不可能なソーラーインバータでの GaN デバイスの使用方法も示します。

パワーコンバータ内の高いスイッチング周波数に切り替えることで、電力密度をさらに高めることができます。この設計に示すように、スイッチング周波数が高いほど、出力フィルタ段全体のサイズが縮小されます。

マルチレベルのフライングコンデンサトポロジーを使用すると、より電圧の低いスイッチングデバイスを使用できますが、これらのトポロジーには特定の制限があります。フライングコンデンサは DC リンク電圧の半分の値⁽²⁾でリアルタイムで制御する必要があります。このデザインでは、電力段の 16 個のパワーデバイスすべてに対処すると同時に、以下のデバイスを同時に制御する方法を示します。

- 3 つの電流です
- DC リンク電圧
- 4 個のフライングコンデンサの電圧を意味します

DC/AC 電力段で広く普及しつつあるもう 1 つの要件は、AC と DC の間の双方向電力フローと無効電力の補償器の必要性です。これは、ストレージ対応のインバータではグリッドからの電力をバッテリーのようなローカル電力ストレージシステムに蓄積する必要がある場合に重要です。電子エネルギーストレージシステムの電力変換段にも同じ要件があります。このリファレンスデザインに示すフライングコンデンサ電力段は、本質的に双方向動作に対応できます。インバータまたは力率補正 (PFC) として段を動作させるにはソフトウェアのみが必要です。さらに、このデザインは、各相から無効電力を注入または排水することで動作することが実証されています。

1.1 主なシステム仕様

表 1-1. LMG3522R030 使用時の主なシステム仕様

パラメータ	仕様	詳細
DC/AC 電力定格	15kVA	400V AC の場合
AC 電圧	3 相 400V AC	最大電圧 480V AC
AC 電流	21A	オーバーロード 25A
DC 電圧	800V DC	650V DC から 900V DC まで
スイッチング周波数	62.5kHz	125kHz 相当
ピーク効率	98.9%	480V AC の場合
周波数	50Hz ~ 60Hz	
ヒートシンク温度	70°C までフルパワーアップ	
リファレンスデザインの寸法	300mm × 300mm × 90mm	2.22kW/ リットル

表 1-2. LMG3670R010 使用時の主なシステム仕様

パラメータ	仕様	詳細
DC/AC 電力定格	25kVA	400V AC の場合
AC 電圧	3 相 400V AC	最大電圧 480V AC
AC 電流	36A	
DC 電圧	800V DC	650V DC から 900V DC まで
スイッチング周波数	62.5kHz	125kHz 相当
ピーク効率	98.86%	480V AC の場合
周波数	50Hz ~ 60Hz	
ヒートシンク温度	70°C までフルパワーアップ	
リファレンスデザインの寸法	300mm × 300mm × 90mm	3.7kW/ リットル

**注意**

電源を入れたままその場を離れないでください。

**警告**

高電圧！ 基板上は高電圧状態になっており、接触するおそれがあります。感電する可能性があります。基板は、不適切に取り扱った場合に感電、火災、負傷の原因となる電圧および電流で動作します。負傷や物品の破損を避けるために、必要な注意と適切な対策をもって機器を使用してください。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推奨します。

テキサス・インスツルメンツは、基板への電源投入やシミュレーション実行の前に、電圧要件および絶縁要件を確認し理解することがユーザーの責任であると考えます。電源投入中は、回路およびその接続部品には触れないでください。

**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！

基板の電源を入れると、一部の部品は 55°C を超える高温に達することがあります。動作中は常に、また動作直後も高温の状態が続く可能性があるため、基板に触れてはいけません。

**警告**

テキサス・インスツルメンツは、このリファレンス デザインをラボ環境のみで使用するものとし、一般消費者向けの完成品とはみなしていません。このデザインは室温で動作することを意図しており、他の周囲温度での動作はテストされていません。

テキサス・インスツルメンツは、このリファレンス デザインを高電圧電気 機械部品、システム、およびサブシステムの取り扱いに伴うリスクを熟知した**有資格のエンジニアおよび技術者**のみが使用するものとしています。

基板上は高電圧状態になっており、接触するおそれがあります。 基板は、不適切に取り扱ったり適用したりした場合に感電、火災、負傷の原因となる電圧および電流で動作します。負傷や物品の破損を避けるために、必要な注意と適切な対策をもって機器を使用してください。

2 システム概要

2.1 ブロック図

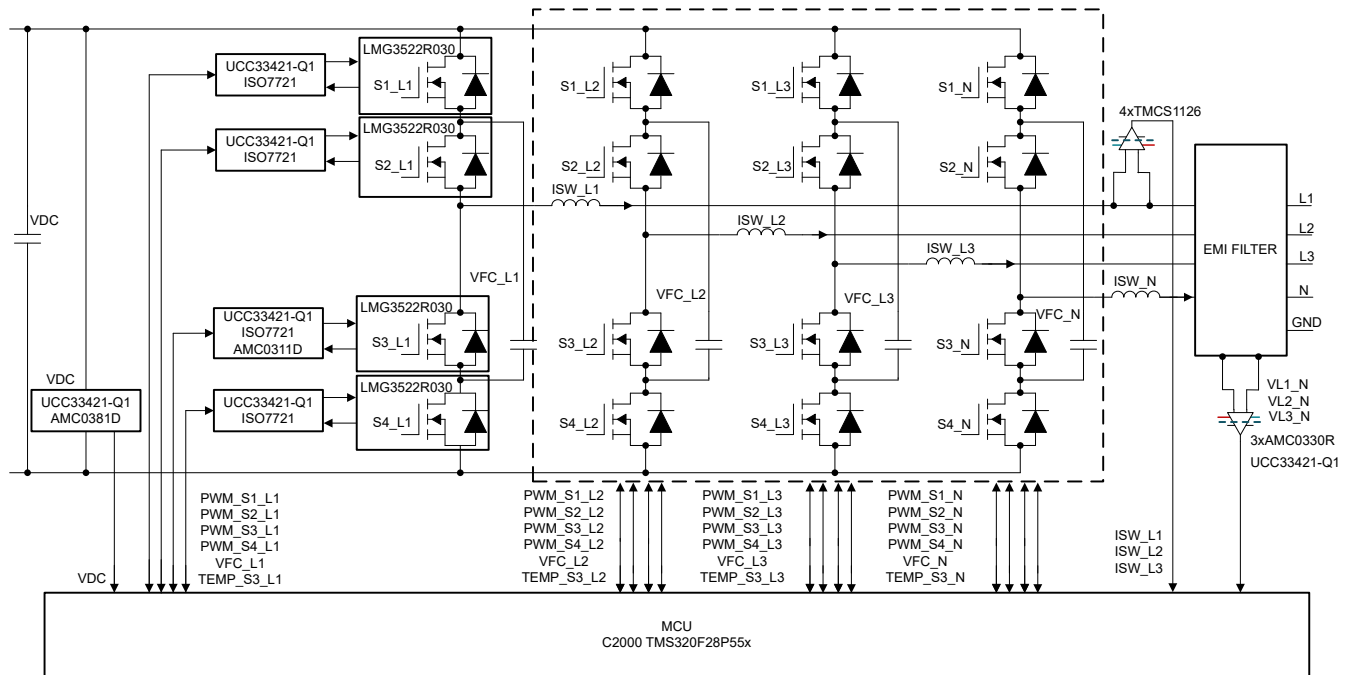


図 2-1. TIDA-010957 のブロック図

このリファレンスデザインは、以下のボードで構成されています。

- すべての電源部品を搭載したメイン電源ボード
- DSP をサポートするための TMDSCNCD28P55X コントロールカード

このボードには、高電圧から 12V に変換できる補助電源は付属していません。この基板を動作させるには、外部バイアス電源が必要です。

2.2 設計上の考慮事項

図 2-2 に、3 レベル、3 相コンバータのリファレンスデザイントポロジの基本的なアーキテクチャを示します。

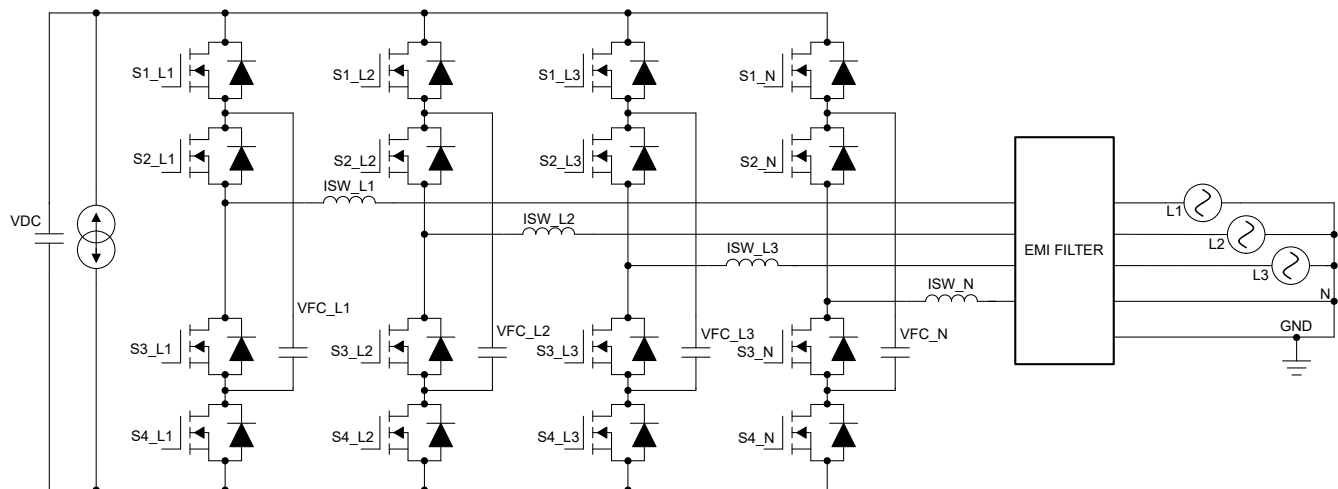


図 2-2. 『フライングコンデンサコンバータ 3 相 + 中性アーキテクチャ』

図 2-2 に、グリッドの各端子に 4 つのフライングコンデンサスイッチングセルが実装されていることを示します。

図 2-3 に、1 つのレッグを分離できるため、トポロジの分析を簡素化できることを示します。

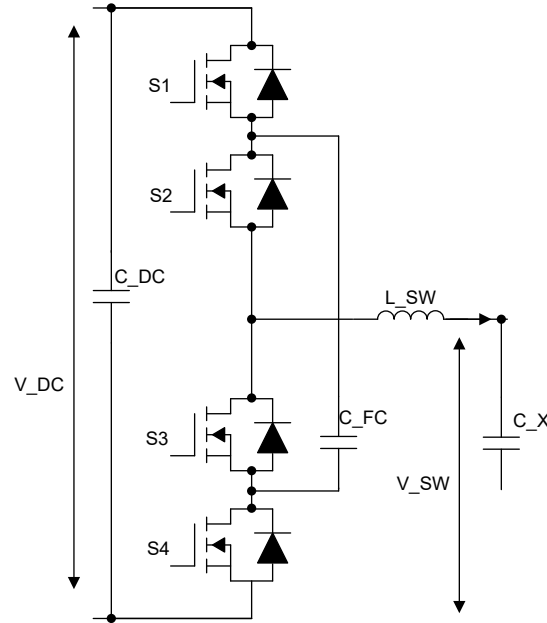


図 2-3. フライングコンデンサ単相レッグ

主要なビルディングブロックには、次の 4 つの基本的なコンポーネントがあります。

- S1、S2、S3、S4 は 4 つのパワー FET です
- C_FC はフライングコンデンサと呼ばれるコンデンサです
- L_SW はスイッチングノードのインダクタンスです
- C_DC は DC リンク電圧コンデンサです。

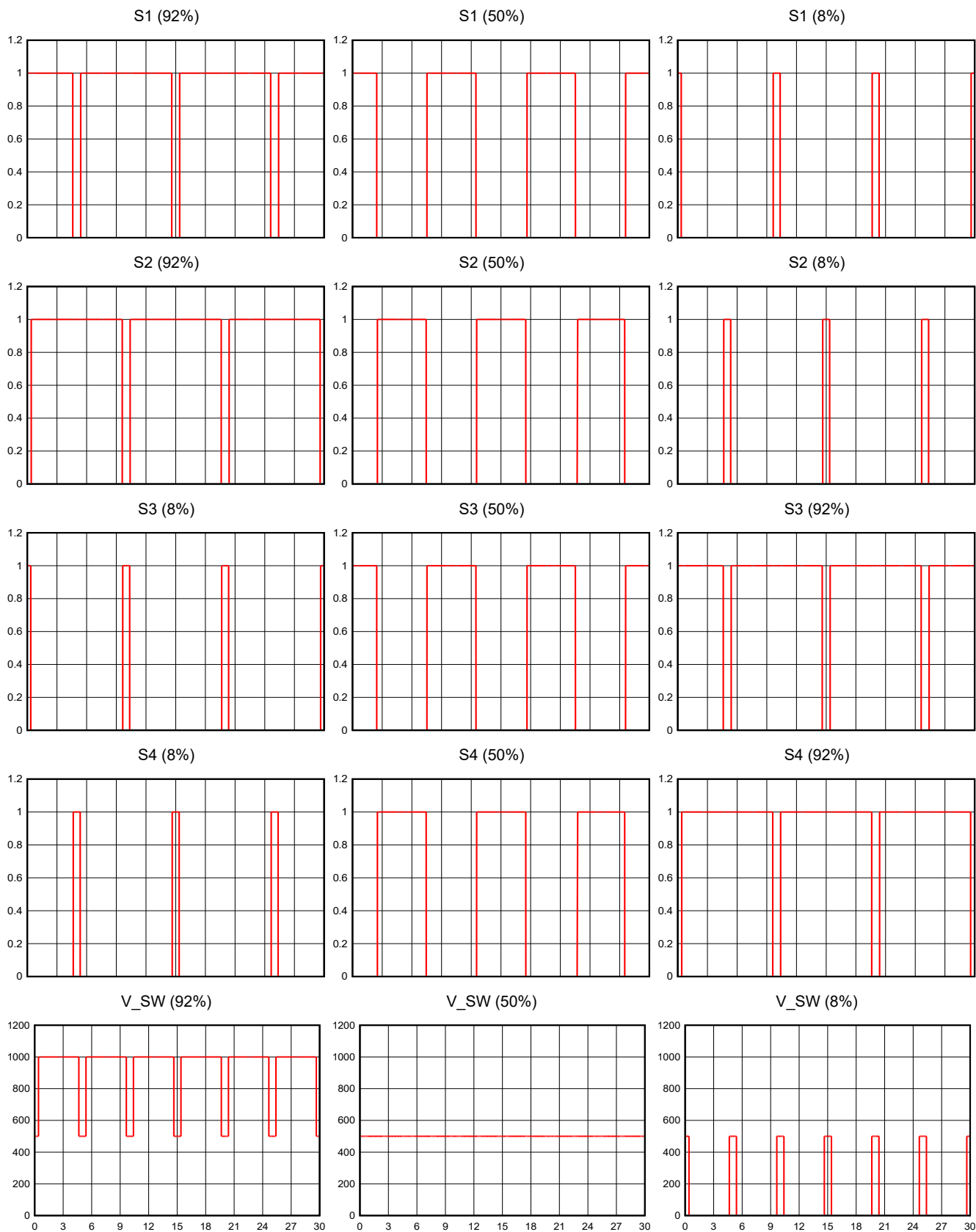
各構成要素については、以降のセクションで説明します。

2.2.1.3 レベルフライングコンデンサスイッチングセルのスイッチングパターン

に示すように、図 2-3 各位相には 4 つのスイッチ (S1、S2、S3、S4) が実装されています。このトポロジでは、各 FET の定格は DC リンク電圧の半分です。この出力段を制御するためにはさまざまなスイッチング方式がありますが、複雑さを低減するため、比較的シンプルな方式が選択されています。このトポロジでは、すべてのトランジスタが公称周波数 f_{PWM} でスイッチングしています。デッドタイム、キャリア、デューティサイクルは、FET ごとに定義する必要があります。

- スwitchのペア S1 と S4、および S2 と S3 は互いに相補的な関係にある。2 組のデッドタイムが必要です。S1 と S4 が互いに相補していない場合、C_{DC} が短絡するリスクがあり、S2 と S3 の間に重要な過電流 + 過電圧が発生します。S2 と S3 が互いに相補的にスイッチングしない場合、C_{FC} が短絡するリスクがあり、S1 と S4 の間に重要な過電流 + 過電圧が発生します。
- S1 および S4 信号と S2 および S3 信号は互いに 180 度の位相シフトされています。これはキャリアを 180 度位相シフトすることで達成されます。この位相シフトにより、インダクタはスイッチング周波数の 2 倍に達するため、インダクタを小型化できます。
- 最初の近似では、2 つの PWM ペアに適用されるデューティサイクルは同じになります。デューティサイクルは、V_{sw} と V_{DC} の比として計算できます。

表 2-1. 1kV DC バス電圧の場合のゲート駆動 PWM 信号とスイッチングノード電圧



に示すように、表 2-1 スイッチングセルの 3 つの異なる動作ポイントを調査します。

- 左列: デューティサイクルが 50% を超えると、S1 と S2 は S3 および S4 よりもオン状態の時間が長くなります。1000V DC リンクがある場合、出力スイッチング電圧はレベル 500V と 1000V の間でスイッチングします。
- 右側の列: デューティサイクルが 50% より低い場合、S3 と S4 は S1 および S2 よりもオン状態の時間が長くなります。1000V DC リンクがある場合、出力スイッチング電圧はレベル 0V と 500V の間でスイッチングします。
- 中央列: 要求されたデューティが 50% になると、4 つのスイッチすべてがスイッチング時間の 50% になります。1 次近似値では、出力スイッチングノード電圧は 500V に固定されます。

2.2.2 パワースイッチングデバイスの選択と冷却アプローチ

すでに説明したように、メインスイッチングデバイスは、DC バスの全電圧の半分のみをサポートする必要があります。この設計の 900V DC リンク電圧をサポートするには、600V 以上の定格のデバイスを使用してください。スイッチ S1、S2、S3、S4 は高周波でスイッチングする必要があるため、デバイスのスイッチング性能が良好である必要があります。適切なパワー FET を選択するには、導通損失とスイッチング損失を導き出す必要があります。

伝導損失は主に FET の $R_{DS(on)}$ によって決まります。いつでも、メイン電流を同時に導通する 2 つのデバイスが常にあります。1 次近似値では、単一の FET の合計導通損失は次のように計算できます。

$$P_{COND} = \frac{R_{DS(on)} \times I_{SW}^2}{\sqrt{2}} \quad (1)$$

ここで、

- I_{SW}^2 は、スイッチングノードの RMS 電流を表します

スイッチング損失は、スイッチング周波数と各スイッチング素子のスイッチングエネルギーの関数であり、スイッチングエネルギーはスイッチング過渡時のデバイスの電流と電圧に関係している。データシートのスイッチングエネルギー曲線を使用すると、合計スイッチング損失を推定できます。動作モードでは、すべての動作モードのスイッチング損失は常に同じであることを注意してください。動作モードでのテキストは、PFC、インバータ、容量性補償器、誘導性補償器を意味します。このテキストは、シングルハーフサイクルでは 2 つの FET のみスイッチング損失があることに注意することの重要性を示しています。

2.2.3 昇圧インダクタの選択

昇圧インダクタまたはスイッチングノードインダクタを使用して、スイッチングセルによって生成される電圧パルスをフィルタリングします。適切なインダクタを選択するときは、次の 3 つの重要なパラメータを考慮する必要があります

- インダクタの損失を駆動するピークツーピークリップル電流
- コアの飽和電流を駆動するアプリケーションのピーク電流
- アプリケーションの RMS 電流

3 レベルフライイングコンデンサコンバータでは、昇圧インダクタを流れるピークツーピークリップル電流 (L_{SW}) は次のように計算されます。

$$D_{eff} = 2 \times D - \text{floor}(2 \times D) \quad (2)$$

$$\Delta I_{boost} = \frac{V_{DC} \times (D_{eff}(1 - D_{eff}))}{4 \times L_{SW} \times f_{sw}} \quad (3)$$

ここで、

- V_{DC} は DC リンク電圧
- D は、スイッチングノード電圧と DC リンク電圧の比です
- L_{SW} はスイッチングノードインダクタンスです
- f_{sw} はスイッチング周波数です。

この式は、デューティサイクルが 25% および 75% に等しいとき、ピークツーピーク電流が最大を示すことを示しています。このリファレンスデザインの正弦波アプリケーションでは、ワーストケースとして、25%、75% のデューティサイクルを考

慮して設計することが推奨されます。通常、インダクタのピーク・トゥ・ピーク電流を平均最大交流電流の **40%**未滿に抑えることが推奨されます。より大きい値のインダクタでリップルが小さいほど、インダクタ内の磁気ヒステリシス損失と EMI が減少します。

インダクタの飽和電流は、計算されたピーク インダクタ電流よりも大きくする必要があります。このアプリケーションでは、インダクタに流れるピーク電流を次のように計算できます。

$$I_{\text{peak}} = \frac{\sqrt{2} \times S_N}{\sqrt{3} \times V_{\text{LL}}} + \frac{\Delta I_{\text{boost}}}{2} \quad (4)$$

ここで、最初の部分はアプリケーションのピーク平均電流を表し、各項は次のように表されます。

- S_N はコンバータの見かけ上の定格電力です
- V_{LL} は線間実効電圧です。

2.2.4 フライイングコンデンサの選択

C_{FC} は、フライイングコンデンサトポロジに実装されたフライイングコンデンサです。適切なコンデンサを選択するときは、リップル電圧と RMS 電流を計算する必要があります。定常状態のピークツーピークリップル電圧は、次のように計算できます。

$$\Delta V_{\text{FC}} = \frac{(0.5 - \text{ABS}(D - 0.5)) \times I_{\text{boost}}}{C_{\text{FC}} \times f_{\text{sw}}} \quad (5)$$

ここで、

- D は、入力と出力の間の電圧比です
- f_{sw} は、2 つのレッグがスイッチングするスイッチング周波数です
- I_{boost} はスイッチングノード電流である
- C_{FC} はフライイングコンデンサ容量の値です

この式は、高いスイッチング周波数では、それに応じて容量を小さくすることができることを示しています。デューティサイクル依存性に注目すると、ワーストケースのシナリオは、デューティサイクルが **50%** に等しいときに発生します。適切な容量値を選択するときは、それに応じて、ワーストケースのデューティサイクルとインダクタ電流を選択する必要があります。

で、フライイングコンデンサの電流を計算し式 6 ます。

$$I_{\text{FC, RMS}} = \sqrt{2(0.5 - \text{ABS}(D - 0.5)) \times \left(I_{\text{boost}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{boost}}^2}{12} \right)} \quad (6)$$

ここで、

- ΔI_{boost} は、リップルのピークツーピーク電流を表します

この式は、デューティサイクルがゼロのときにワーストケースのシナリオが発生することを示しています。

2.2.5 Cx 容量の選択

C_x は、ラインとライン、またはラインとニュートラルの間に接続されるコンデンサです。これらのコンデンサの目的は、DC/AC からグリッドに注入される差動モード ノイズを減衰させることです。これらのコンデンサの値は、グリッドに供給される無効電力と差動モード減衰との間のトレードオフです。デフォルトでは、グリッドに注入される無効電力は 式 7 の値に等しくなります。

$$Q = V_{\text{LL}}^2 \times C_x \times \omega \quad (7)$$

ここで、

- C_x は、ラインとニュートラルとの間に接続された等価容量を表します
- ω はグリッドの電氣的な脈動です

非常に大きな容量を配置すると注入ノイズが大幅に減少しますが、無効電力が過度に大きくなります。

2.2.6 DC リンク出力容量の選択

三相システムにおいては、電流が不均衡な場合、電力リップルが発生し、それが DC リンクの電圧リップルを引き起こす可能性があります。ピークツーピークリップルを計算するには、式 8 を使用します。

$$\Delta V = \frac{S_N}{3 \times 2 \times \pi \times f_e \times V_{DC} \times C_{DC}} \quad (8)$$

ここで、

- C_{DC} は合計出力キャパシタンスです。
- f_e はグリッド周波数です。

式 8 は、 S_N が 3 に分割されていることを示しています。この値は最大電力リップルに対応するためです。リップル電圧仕様にに基づき、適切な電解容量を求めることができます。

2.3 主な使用製品

2.3.1 LMG3522R030 - 650V、30mΩ GaN FET (ドライバ内蔵)

ドライバと保護機能を内蔵した LMG3522R030 GaN FET は、スイッチ モード パワー コンバータを対象としています。このデバイスを使うと、設計者は比類ない電力密度と効率を実現できます。LMG3522R030 は、最大 150V/ns のスイッチング速度を実現できるシリコンドライバを内蔵しています。TI 社の統合型高精度ゲートバイアス回路は、ディスクリート型シリコンゲートドライバと比較して、より高いスイッチング安全動作領域 (SOA) を実現します。この統合と TI の低インダクタンスパッケージを組み合わせることで、ハードスイッチング電源トポロジーにおいて、クリーンなスイッチングと最小限のリングングを実現します。調整可能なゲートドライブ強度により、15V/ns ~ 150V/ns までのスルーレートの制御が可能で、EMI のアクティブ制御とスイッチング性能の最適化に使用できます。高度なパワー マネージメント機能として、デジタル温度通知とフォルト検出を備えています。GaN FET の温度は可変デューティ サイクル PWM 出力により通知されるため、デバイスの負荷の管理が簡単になります。報告されるフォルトには、過熱、過電流、UVLO の監視があります。

2.3.2 LMG367xR010 - ドライバと保護機能を内蔵した 650V、10mΩ GaN FET

ドライバと保護機能を内蔵した LMG367xR010 GaN FET は、スイッチ モード パワー コンバータを対象としています。このデバイスを使うと、設計者は比類ない電力密度と効率を実現できます。

調整可能なゲートドライブ強度により、独立な有効化と最大限無効化スルーレートの制御が可能で、EMI のアクティブ制御とスイッチング性能の最適化に使用できます。有効化スルー レートは 10V/ns から 80V/ns まで変動する可能性があります。保護機能として、低電圧ロックアウト (UVLO)、サイクル単位の電流制限、短絡保護、および過熱保護が搭載されています。

LMG3671R010 は、外部デジタル アイソレータに電源を供給するための 5V LDO 出力を LDO5V ピンに備えています。LMG3676R010 は、ゼロ電圧検出 (ZVD) 機能を備えており、ゼロ電圧スイッチングが発生したとき ZVD ピンからパルスを出力します。LMG3677R010 は、ドレイン-ソース間電流が負であり、ゼロクロスポイント検出時に Low に遷移すると ZCD ピンを High に設定するゼロ電流検出 (ZCD) 機能を備えています。

2.3.3 TMDSCNCD28P55X - controlCARD 評価基板

TMDSCNCD28P55X は、TI 社の C2000™ MCU シリーズの F28P55x デバイス向けに設計された、低コストの評価・開発ボードです。このデバイスには HSEC180 (180 ピンの高速エッジ コネクタ) が付属しており、controlCARD として、初期評価とプロトタイプ製作に最適です。TMDSCNCD28P55X の評価には 180 ピンのドッキング ステーションである TMDSHSECDOCK が必須になります。別売またはバンドル キットとして購入できます。

2.3.3.1 ハードウェアの特長

TMDSCNCD28P55X ハードウェアの特長は次のとおりです。

- USB から JTAG への絶縁型オンボード XDS110 デバッグ プローブにより、リアルタイムのインシステム プログラミングとデバッグが可能
- 標準 180 ピン controlCARD HSEC インターフェイス
- アナログ I/O、デジタル I/O や、カード上にある JTAG 信号とのインターフェイス
- ハードウェア関連ファイルは、C2000Ware の `boards\controlCARDs\TMDSCNCD28P55X` フォルダにあります。

2.3.3.2 ソフトウェアの特長

TMDSCNCD28P55X ソフトウェアの機能は次のとおりです。

- TI Code Composer Studio IDE - TI のマイコンと組み込みプロセッサ向けの統合開発環境 (IDE)
- ソフトウェア開発キット (SDK)
- C2000Ware - 下位レベルのデバイスドライバとサンプル。
- モーター制御 SDK - 各種 3 相モーター制御アプリケーション向け、モーター制御システムの開発
- DigitalPower SDK - さまざまな AC-DC、DC-DC、DC-AC 電源アプリケーション向けのデジタル電源システム開発

2.3.4 TMCS1126 - 強化絶縁を備えた高精度 500kHz ホール エフェクト電流センサ

TMCS1126 は、業界をリードする絶縁性と精度を備えたガルバニック絶縁ホール効果電流センサです。入力電流に比例する出力電圧により、優れた直線性と、あらゆる感度オプションで低ドリフトを実現しています。ドリフト補償を内蔵した高精度のシグナル コンディショニング回路は、システム レベルのキャリブレーションなしで、温度範囲と寿命全体にわたり 1.4% 未満の最大感度誤差を達成しており、室温キャリブレーションを 1 回のみ実行した場合には、寿命および温度ドリフトを考慮しても 0.9% 未満の最大感度誤差を達成します。AC または DC 入力電流は内部導体の流れ、そこで発生する磁界を、内蔵のオンチップ ホール効果センサで測定します。コアレス構造のため、磁気コンセントレータは不要です。差動ホール センサは、外部の浮遊磁界による干渉を排除します。導体抵抗が小さいので、測定可能な電流範囲が最大 $\pm 120\text{A}$ まで拡大すると同時に、電力損失を最小化し、放熱要件を緩和できます。5kV_{RMS} に耐える絶縁と、最小 8mm の沿面距離および空間距離により、高いレベルの、信頼できる寿命をもった強化動作電圧を実現します。内蔵シールドにより、優れた同相除去と過渡耐性を実現しています。固定感度とすることで、デバイスは 3V~5.5V の単一電源で動作でき、レシオメトリック誤差をなくし、電源ノイズ除去を向上させています。TI は、低コストでグレード B のオプションを提供しています。

2.3.5 UCC33421-Q1 超小型、1.5W、5.0V、5kV_{RMS} 絶縁型 DC/DC モジュール

UCC33421-Q1 は、車載用途向けに認定された DC/DC パワーモジュールで、トランス一体型技術を採用し、1.5W の絶縁型出力電力を供給するように設計されています。このモジュールは、4.5V~5.5V の入力電圧範囲に対応し、5.5V の選択可能なヘッドルームを備えた 5.0V の出力電圧を安定化させることができます。UCC33421-Q1 は独自のトランスアーキテクチャを採用しており、5kV_R の絶縁耐圧を実現すると同時に、低 EMI と優れた負荷レギュレーションを両立させています。UCC33421-Q1 には、故障通知メカニズム付きのイネーブルピン、短絡保護、サーマル シャットダウンなど、システムの堅牢性を向上させる保護機能が内蔵されています。UCC33421-Q1 は、小型で薄型の SSOP パッケージ (5.85mm×7.50mm) に収められており、高さは 2.65mm、沿面距離および空間距離は 8.2mm 以上です。

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 ハードウェア要件

この設計の Device Under Test (DUT) は、以下に示す複数のコンポーネントで設定され、動作します。

- TIDA-010957 基板、ヒートシンク (125631 ウェークフィールド熱)、サーマルインターフェイス材料 (T-Work8000) ×1
- TMDSCNCD28P55X 制御カード
- USB® Type-C ケーブル、USB アイソレータ
- 12V 出力と 3A 定格の電源アダプタ
- ノートブック PC
- オシロスコープ、電流、電圧プローブ
- 温度カメラ
- 32kVA 双方向 AC グリッドエミュレータ (480VAC)
- 32kW 双方向 DC エミュレータ (1000VDC)

3.2 テスト設定

3.2.1 DC リンクを接続したグリッドに接続された TIDA-010957 のテスト

このテスト条件では、システムは閉ループ制御モードで動作します。制御カード TMDSCNCD28P55 が制御を実行します。マイコンは電流制御ループを実装しており、AC ソースエミュレータからのグリッド電圧と同期することができます。PLL はグリッドとの同期を可能にします。同時に、電圧制御ループは、3 つの電流ループのためのピーク電流基準値を生成する。ピーク電流は、DC と AC の間の有効電力の流れを制御します。

DC リンクでは、双方向 DC 電源によりドレインまたはソース電流を直接制御できるため、ユーザーはコンバータの電力を制御できます。この動作条件では、効率と電力測定値との関係が発生しました。

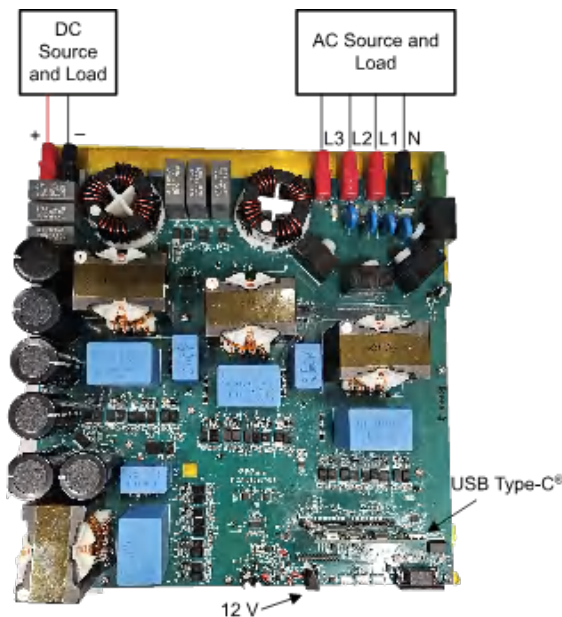


図 3-1. グリッドに接続されたリファレンスデザインをテストするための接続

3.3 テスト結果

3.3.1 LMG3522R030 を使用して DC リンクを接続したグリッドに接続された TIDA-010957 のテスト: バランスの取れた電流

このテストを実行するには、[図 3-1](#) に示すようにボードを接続します。

3.3.1.1 公称見掛け電力

これらのテストでは、DC リンク電圧が 700VDC に達し、グリッド電圧が 400VAC に達したときに、公称皮相電力が発生しました。コンバータは、3 つの電流を制御することによってグリッドに接続されます。この電流は、インバータ、力率補正 (PFC)、誘導性補償器、容量性補償器などの 4 象限動作を実現しました。実験結果を[図 3-2](#) および[図 3-8](#) に示します。実験では、電流に大きなゼロクロス歪みは発生しませんでした。公称電力での全高調波歪みは 3% 未満にとどまりました。さらに、グリッドに大きな電流リップルが流れ込むことはないことに注意してください

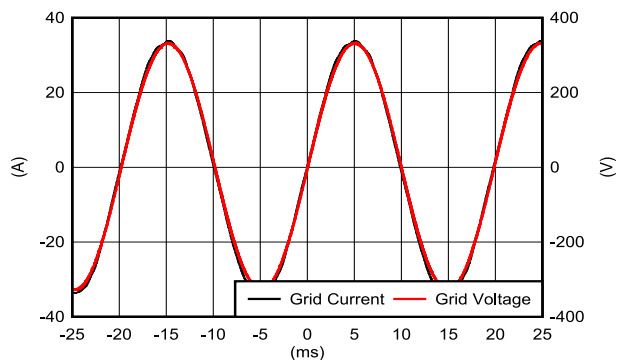


図 3-2. 実験的な PFC 動作: ライン電流とライン電圧 (図 A)

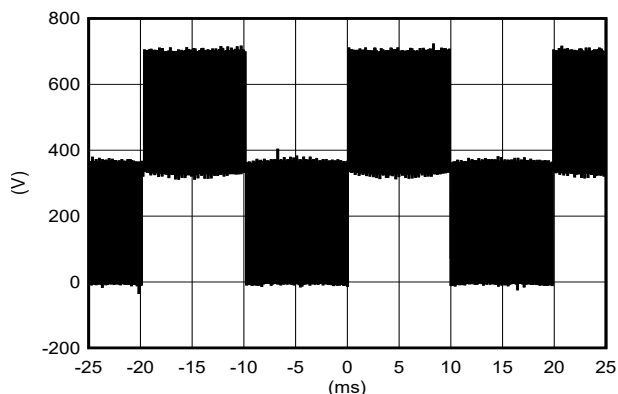


図 3-3. 実験的な PFC 動作: スイッチングノード電圧 (図 B)

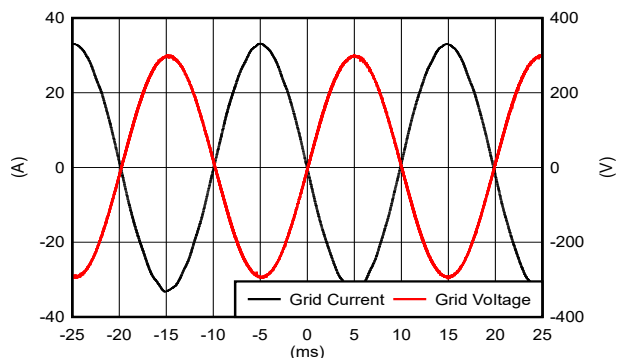


図 3-4. 実験的インバータの動作: ライン電流とライン電圧 (図 A)

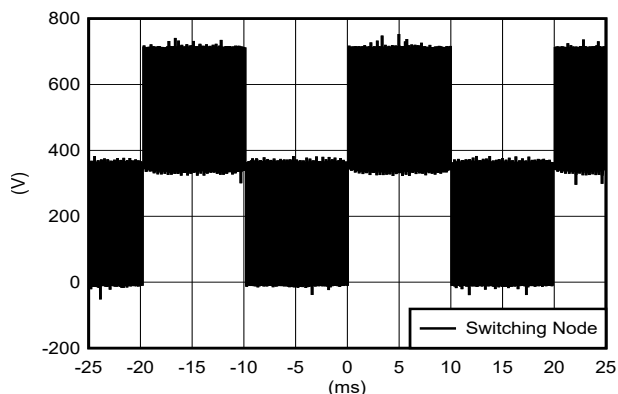


図 3-5. 実験的インバータの動作: スイッチングノード電圧 (図 B)

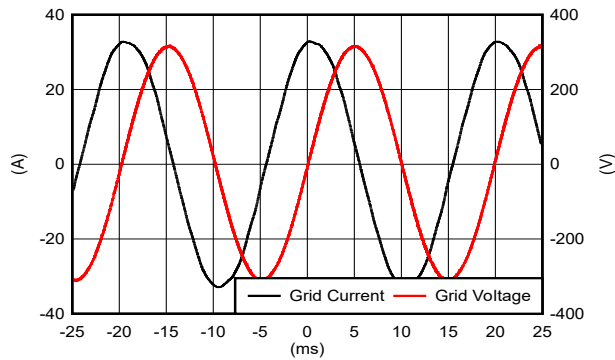


図 3-6. 実験的インバータと容量性補償の組み合わせ: ライン電流とライン電圧 (図 A)

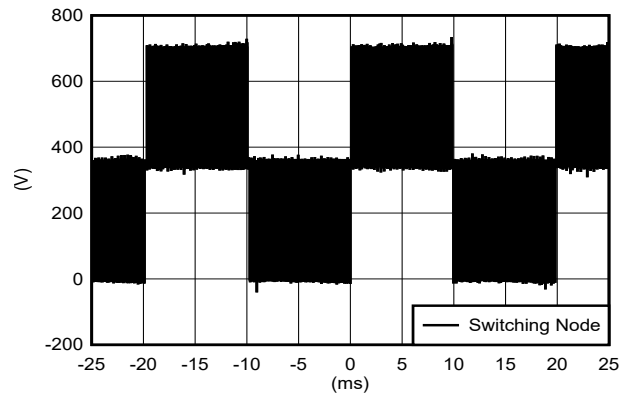


図 3-7. 実験的インバータと容量性補償の組み合わせ: スイッチングノード電圧 (図 B)

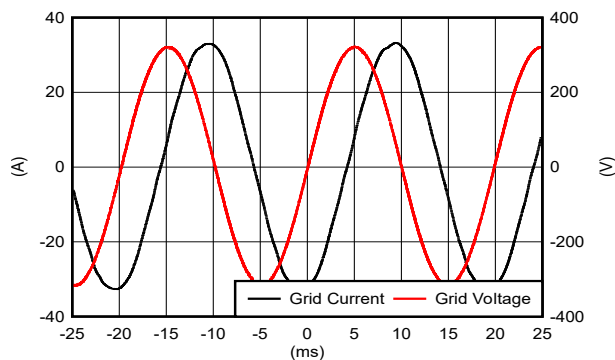


図 3-8. 実験的インバータと誘導性補償: ライン電流とライン電圧 (図 A)

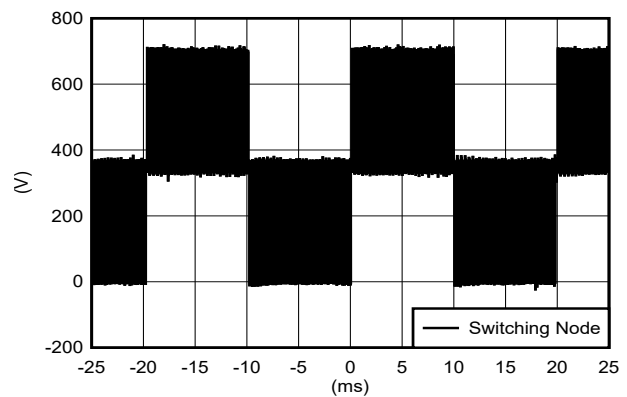


図 3-9. 実験的インバータと誘導性補償: スイッチングノード電圧 (図 B)

3.3.1.2 効率と電力と DC リンク電圧との関係

次の 3 つの異なる DC 電圧で発生する異なる電源および DC リンク電圧に対する効率(700V、800V、900V)を使用しています。すべての測定が実行された時点で、無効電力は 0 のままです。これらの実験では、マイコンは GaN FET の接合部温度をリアルタイムにサンプリングして最高温度を記録しました。

3.3.1.2.1 コンバータのテスト: 700VDC 入力から 400VAC 出力

表 3-1 および表 3-2 は、インバータおよび PFC として動作させた場合の、それぞれ 400VAC と 700VDC での DC/AC の効率についてまとめたものです。電力アナライザから得られた結果は、1kW ~ 14.7kW であった。ほとんどの動作ポイントでは、最大 98.81% に達することで、電力効率は 98% を上回ります。

表 3-1. 700VDC と 400VAC で動作する DC/AC

出力電力インバータの動作	効率	全高調波歪み	S3 接合部温度
1kW	95.89%	17.8%	7°C
2.42kW	97.99%	7.84%	7°C
3.98kW	98.54%	5.26%	11°C
5.54kW	98.75%	4.1%	14°C
7.03kW	98.80%	3.4%	18°C
8.61kW	98.81%	3%	20°C
10.2kW	98.76%	2.6%	24°C
11.67kW	98.68%	2.2%	32°C
13.28kW	98.59%	2.1%	38°C
14.72kW	98.52%	2%	46°C

表 3-2. 700VDC および 400VAC で動作する DC/AC

出力電力 PFC 動作	効率	全高調波歪み	S3 接合部温度
2kW	97.84%	9%	6°C
3.75kW	98.47%	5.6%	9.27°C
5.3kW	98.71%	4.2%	12.09°C
6.84kW	98.78%	3.5%	15°C
8.37kW	98.78%	3%	21°C
9.87kW	98.73%	2.6%	24°C
11.46kW	98.66%	2.32%	28.26°C
13.06kW	98.57%	2.1%	35.1°C
14.53kW	98.43%	2%	44°C

表 3-2 および表 3-1 にまとめられたすべてのデータは収集され、図 3-10 から図 3-12 に示すようにプロットされています。図 3-10 に示すように、インバータ動作に対して DC/AC を PFC として動作させると、効率の 0.09% 程度減少する程度は無視できる程度であるが、これはおそらくパワー FET の第 3 象限損失によって発生する可能性があります。図 3-11 で、電力が公称電力の半分を上回っている場合、DC/AC コンバータの全高調波歪みが 3% 未満であることを確認できます。図 3-12 は、基板上的ワーストケースの接合部温度上昇を示しています。全負荷時、ヒートシンクの温度は 60°C 付近、105°C の接合部温度です。これは、システムの温度が高い場合でも、効率数が非常に印象的であることを示しました (98.52%)。

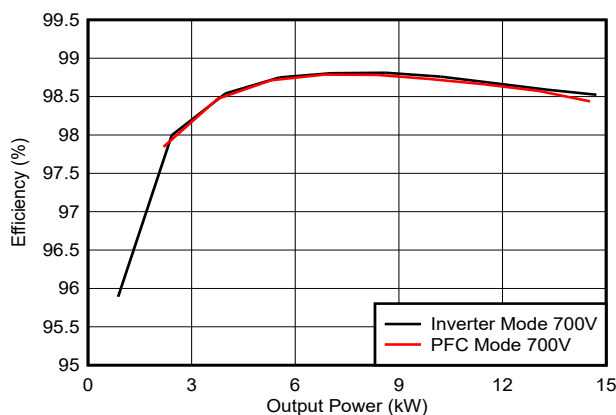


図 3-10. 700VDC、400VAC 時の DC/AC 効率

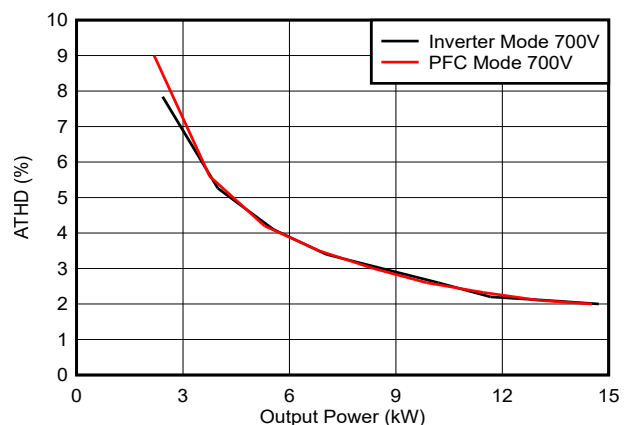


図 3-11. 700VDC と 400VAC での DC/AC の全高調波歪み

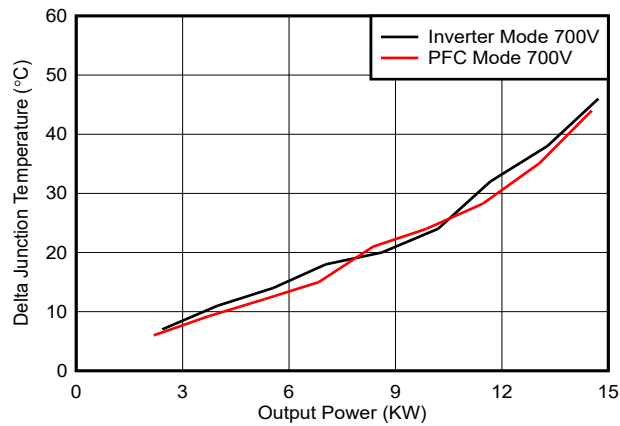


図 3-12. 700VDC および 400VAC での GaN S3 の接合部温度の上昇

3.3.1.2.2 コンバータのテスト:800VDC 入力から 400VAC 出力

表 3-3 および 表 3-4 は、インバータおよび PFC として動作させた場合の、それぞれ 400VAC と 800VDC での DC/AC の効率についてまとめたものです。電力アナライザから得られた結果は、1kW ~ 14.7kW です。ほとんどの動作ポイントでは、最大 98.63% に達することで、電力効率は 98% を上回ります。

表 3-3. 800VDC と 400VAC で動作する DC/AC

出力電力インバータの動作	効率	全高調波歪み	S3 接合部温度
1kW	93.98%	17.76%	6°C
2.3kW	97.35%	7.42%	5.84°C
3.83kW	98.1%	5.2%	10°C
5.40kW	98.45%	4%	13°C
6.89kW	98.58%	3.4%	19°C
8.46kW	98.63%	3%	22°C
10.05kW	98.62%	2.6%	25°C
11.66kW	98.57%	2.4%	35.3°C
13.2kW	98.48%	2.1%	41°C
14.74kW	98.37%	2%	49°C

表 3-4. 800VDC および 400VAC で動作する DC/AC

出力電力 PFC 動作	効率	全高調波歪み	S3 接合部温度
2kW	97.38%	7.3%	9.35°C
3.96kW	98.11%	5%	12°C
5.54kW	98.45%	3.7%	15°C
7.1kW	98.57%	3.2%	20°C
8.63kW	98.59%	2.7%	23°C
10.14kW	98.54%	2.3%	25°C
11.63kW	98.47%	2.2%	36°C
13.26kW	98.37%	2%	45°C
14.71kW	98.23%	1.7%	52°C

表 3-4 および表 3-3 にまとめられたすべてのデータは収集され、図 3-13 から図 3-15 に示すようにプロットされています。700VDC で動作するコンバータを比較すると(セクション 3.3.1.2.1 を参照)、より高い DC リンク電圧で動作している場合に効率の低下がわずかに生じることに注意してください。これは C_{oss} の損害によって引き起こされたものです。図 3-14 で、電力が公称電力の半分を上回っている場合、DC/AC コンバータの全高調波歪みが 3% 未満であることを確認できます。図 3-15 は、基板上のワーストケースの接合部温度上昇を示しています。全負荷時、ヒートシンクの温度は

60°C 付近、110°C の接合部温度です。これは、システムの温度が高い場合でも、効率数が非常に印象的であることを示しました (98.37%)。

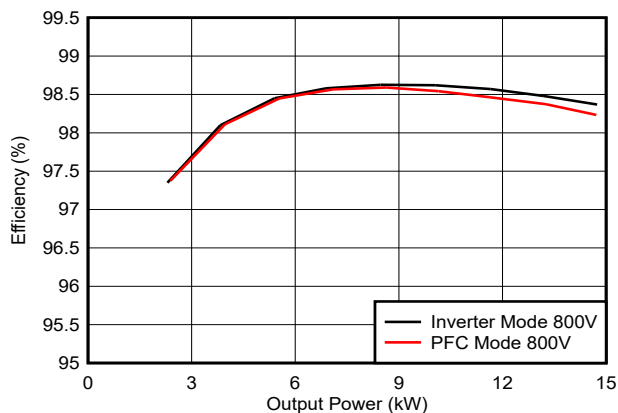


図 3-13. 800VDC、400VAC 時の DC/AC 効率

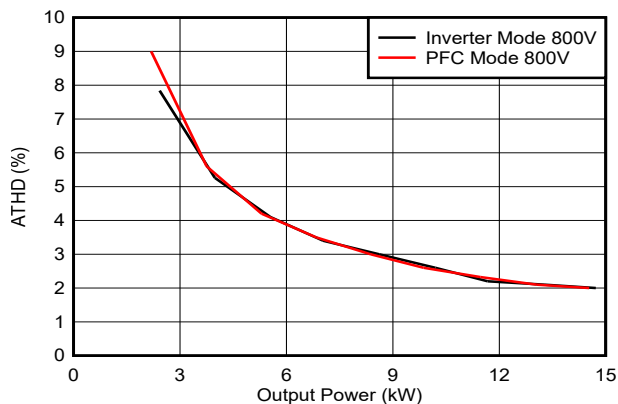


図 3-14. 800VDC と 400VAC での DC/AC の全高調波歪み

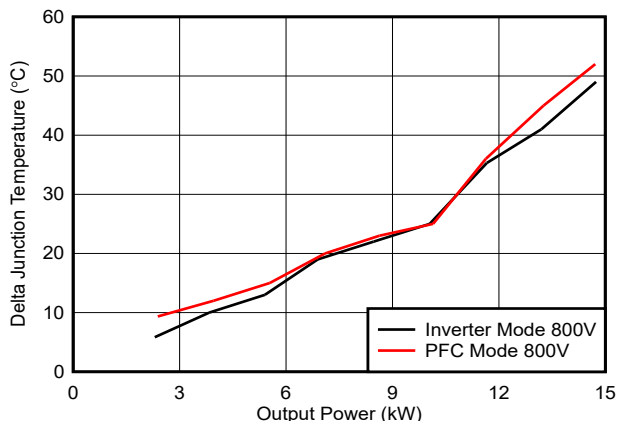


図 3-15. 800VDC および 400VAC での GaN S3 の接合部温度の上昇

3.3.1.2.3 コンバータのテスト: 900VDC 入力から 400VAC 出力

表 3-5 と表 3-6 は、インバータと PFC として動作する場合の、それぞれ 400VAC と 900VDC での DC/AC の効率を収集します。電力アナライザから得られた結果は、1kW ~ 14.85kW であった。ほとんどの動作ポイントでは、最大 98.42% に達することで、電力効率は 98% を上回ります。

表 3-5. 900VDC と 400VAC で動作する DC/AC

出力電力インバータの動作	効率	全高調波歪み	S3 接合部温度
1kW	90.98%	20%	5°C
2.17kW	96.7%	7%	9°C
3.75kW	97.63%	5%	11°C
5.33kW	98.12%	4%	16°C
6.84kW	98.33%	3.2%	18°C
8.42kW	98.41%	2.9%	23°C
9.96kW	98.42%	2.5%	28°C
11.58kW	98.38%	2.3%	33°C
13.21kW	98.31%	2.1%	39°C
14.85kW	98.21%	2%	47°C

表 3-6. 900VDC および 400VAC で動作する DC/AC

出力電力 PFC 動作	効率	全高調波歪み	S3 接合部温度
2kW	96.89%	6.4%	9°C
4.03kW	97.7%	4.7%	11°C
5.59kW	98.14%	3.6%	16°C
7.13kW	98.32%	3%	18°C
8.91kW	98.41%	2.7%	23°C
10.29kW	98.39%	2.5%	28°C
11.78kW	98.33%	2.2%	33°C
13.25kW	98.23%	2%	39°C
14.70kW	98.11%	1.7%	47°C

表 3-6 および表 3-5 にまとめられたすべてのデータは収集され、図 3-16 から図 3-18 に示すようにプロットされています。700VDC で動作するコンバータを比較すると、より高い DC リンク電圧で動作している場合の効率の低下がわずかに生じることに注意してください。これは C_{oss} の損害によって引き起こされたものです。図 3-17 で、電力が公称電力の半分を上回っている場合、DC/AC コンバータの全高調波歪みが 3% 未満であることを確認できます。図 3-18 は、基板上的のワーストケースの接合部温度上昇を示しています。全負荷時、ヒートシンクの温度は 60°C 付近、110°C の接合部温度でした。これは、システムの温度が高い場合でも効率数が印象的 (98.21%) であることを示しています。

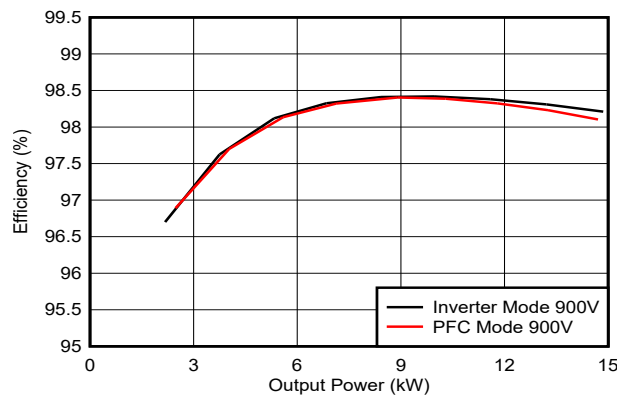


図 3-16. 900VDC、400VAC 時の DC/AC 効率

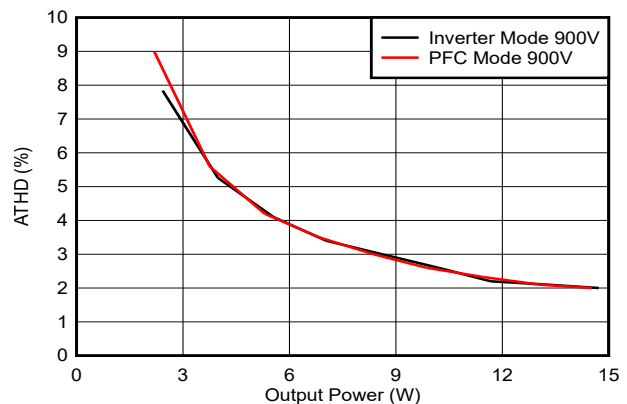


図 3-17. 900VDC と 400VAC での DC/AC の全高調波歪み

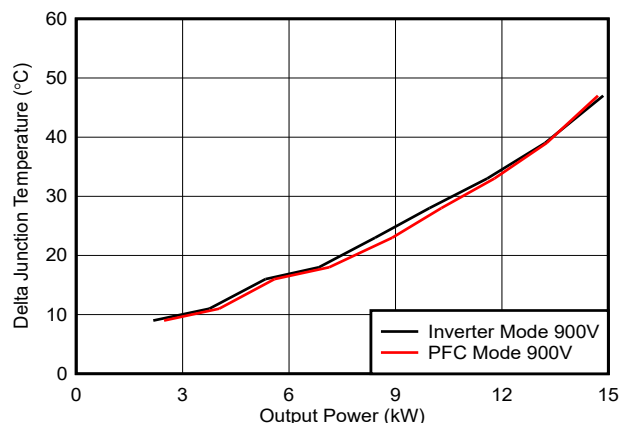


図 3-18. 900VDC および 400VAC での GaN S3 の接合部温度の上昇

3.3.1.2.4 コンバータのテスト: 800VDC 入力から 480VAC 出力

表 3-7 が PFC として動作している場合、480VAC と 800VDC で動作する DC/AC の効率が収集されます。電力アナライザから得られた結果は、3kW ~ 18kW であった。ほとんどの動作ポイントでは、最大 98.89% に達することで、電力効

率は 98% を上回ります。このテスト条件では、グリッドの入力電圧が上昇するため、15kW を超える大電力が実現されま
す。

表 3-7. 800VDC および 480VAC で動作する DC/AC

出力電力 PFC 動作	効率	全高調波歪み
3kW	97.97%	7.3%
4.69kW	98.56%	6.8%
6.55kW	98.78%	5.3%
8.42kW	98.87%	4.4%
10.3kW	98.89%	3.8%
12.21kW	98.87%	3.37%
14.13kW	98.82%	3%
16.06kW	98.75%	2.74%
18.00kW	98.66%	2.5%

表 3-7 にまとめたすべてのデータは、図 3-19 と図 3-20 に示すように収集およびプロットされます。400VAC で動作する
コンバータを比較すると、効率の重要な向上があることに注意してください。これは、入力電流のバリエーションでは電力が増加
しますが、同じ電流入力における損失が同じであるためです。図 3-20 に、電力が 13kW を上回る場合、DC/AC コンバ
ータの全高調波歪みが 3% 未満であることを示しています。これは、入力電圧と出力電圧の比が公称値に近いため
です。

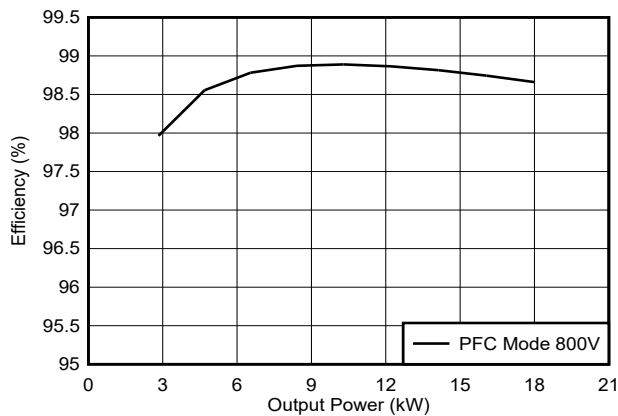


図 3-19. 800VDC、480VAC 時の DC/AC 効率

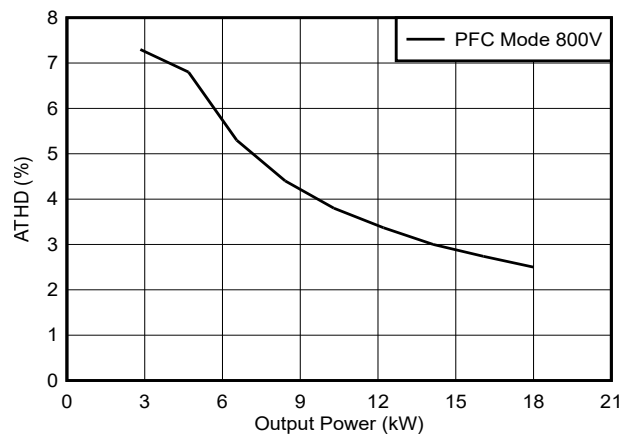


図 3-20. 800VDC と 480VAC での DC/AC の全高調波歪み

3.3.2 LMG3522R030 を使用して DC リンクを接続したグリッドに接続された TIDA-010957 のテスト: アンバランス電流

この実験では、コンバータは DC/AC が PFC として動作する状態で動作します。このコンバータは 700VDC を制御します。グリッドが消費する電力は 7kW です。この実験では、

- 7kW の平衡動作により、各相で同じ RMS 電流を維持 (図 3-21)
- 7kW 不平衡動作により、位相 L2 の RMS 電流が減少 (図 3-23)

図 3-21 は、平衡動作では、3 相が等しい電流振幅を引き出すことを示しています。電流 L3 は、スイッチングノード電圧 L3 に対して位相を維持します。

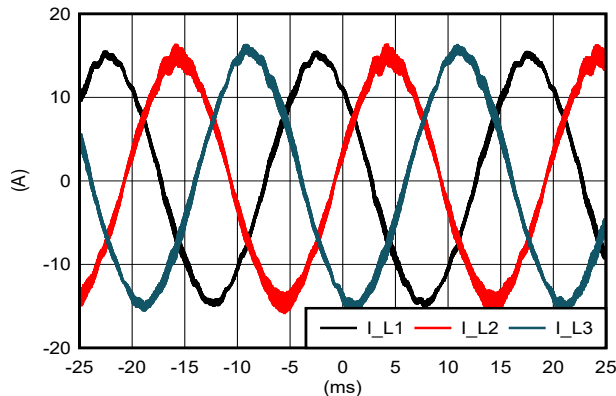


図 3-21. 7kW 平衡電流 (図 A)

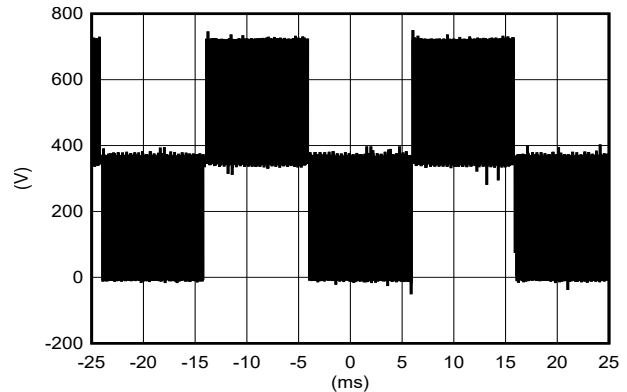


図 3-22. 7kW スwitching ノード電圧 (図 B)

一方で、1 相の電力をディレーティングすると、図 3-23 に示すように、残りの 2 相の電流は増加します。単相で電流が減少すると、他の 2 つの相も同じ電力を供給するために電流を増加させる必要があります。実験結果は、不平衡動作中でも、グリッドに注入されるリップル電流は無視できる程度であることを示しています。この動作点での全高調波歪みは 5% 未満にとどまります。スイッチングノード電圧は、電力リップルによって生成される 100Hz の高調波を明らかにします。

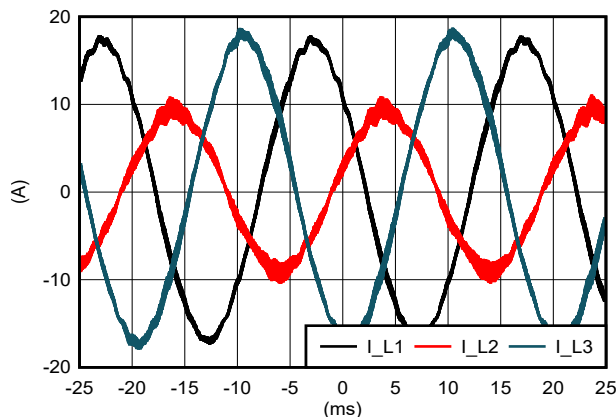


図 3-23. 7kW の不平衡電流 (図 A)

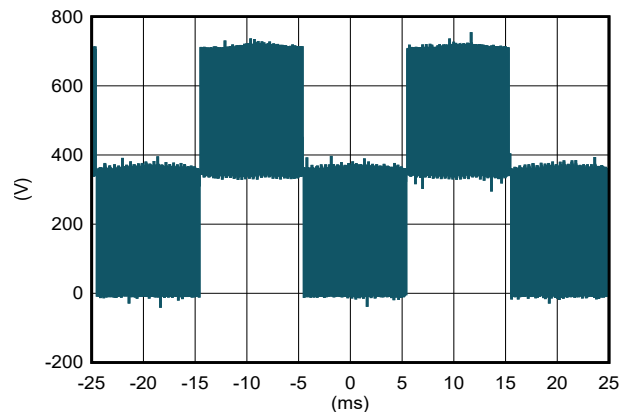


図 3-24. 7kW スwitching ノード電圧 (図 B)

3.3.3 LMG3670R010 を使用して DC リンクを接続したグリッドに接続された TIDA-010957 のテスト: バランスの取れた電流

このテストを実行するには、主電源ボードに次の変更を加えることを考慮してください。

- ボードに、LMG3670R010 のホストと互換性がある STOLT 用の適切なフットプリントがあること
- DC/AC インダクタ (L1、L2、L5、L6): MAG-3002402 を使用
- コモンモード インダクタ (L12、L19): MAG-3002832 を使用
- パワー ヒューズ (F1、F2、F3、F4): PF-KT1-40 を使用
- 電源コネクタ (J2、J3、J5、J7、J8、J9): 位相および DC リンク接続端子に 74650073R を使用
- 電流センサ (U2、U4、U5、U6): TMCS1126B1 を使用
- リレー (R220、R221、R222、R223): G6QE-1A DC12 を使用
- PCB 銅箔厚: すべての層で 2oz から少なくとも 3 オンスに増加

これらのテストでは、DC リンク電圧が 800VDC に達し、グリッド電圧が 480VAC に達したときに、公称皮相電力が発生しました。LMG3670R010 ベースのコンバータは、3 つの電流を制御することによってグリッドに接続されます。電流により、30kW に近い電力で最大出力 PFC 動作を実現しました。図 3-25 および 図 3-26 に実験結果を示します。実験では、電流に大きなゼロ交差歪みは発生せず、力率は公称でした。公称電力での全高調波歪みは 3% 未満にとどまりました。

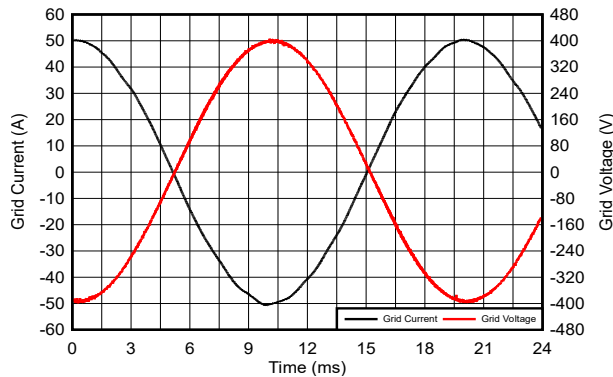


図 3-25. 30kW 達成時の実験的な PFC 動作: ライン電流とライン電圧 (図 A)

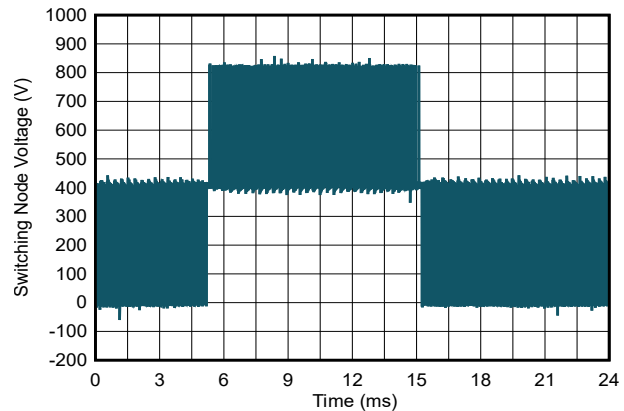


図 3-26. 30kW 達成時の実験的な PFC 動作: スイッチングノード電圧 (図 B)

その後、DC/AC の電力を 2.5kW ~ 30kW まで制御して、結果を表 3-8 にまとめました。ほとんどの動作ポイントでは、最大 98.865% に達することで、電力効率は 98% を上回ります。

表 3-8. 800VDC および 480VAC で PFC として動作する LMG3670R010 ベースの DC/AC

出力電力 PFC 動作	効率	全高調波歪み
2.46kW	96.19%	7.3%
5.6kW	98.176%	6.3%
8.76kW	98.61%	5.3%
11.94kW	98.81%	4.1%
15.136kW	98.865%	3.8%
18.351kW	98.868%	3.37%
21.59kW	98.832%	2.98%
24.72kW	98.767%	2.74%
27.97kW	98.685%	2.5%
29.937kW	98.622%	2.35%
29.950kW	98.619%	2.32%

追加のテストでは、グリッド側に 400VAC を印加しました。DC/AC コンバータの電力は、2kW ~ 24.9kW の範囲で制御されました。表 3-9 に、テスト結果をまとめました。

表 3-9. 800VDC および 400VAC で PFC として動作する LMG3670R010 ベースの DC/AC

出力電力 PFC 動作	効率	全高調波歪み
2.03kW	95.159%	7.3%
4.74kW	97.715%	5.3%
7.24kW	98.255%	4%
9.89kW	98.487%	3%
12.59kW	98.569%	2.9%
15.29kW	98.576%	2.8%
18.01kW	98.536%	2.6%
20.74kW	98.478%	2.34%
23.5kW	98.375%	2.23%
24.9kW	98.26%	2.14%

損失は同じでも DC/AC によって変換される電力が低いため、480V ではなく 400V で動作する場合、効率が低いことに気付くことがあります。図 3-27 および 図 3-28 に、データの収集とプロットを示します。設計については、表 3-9 にまとめられています。

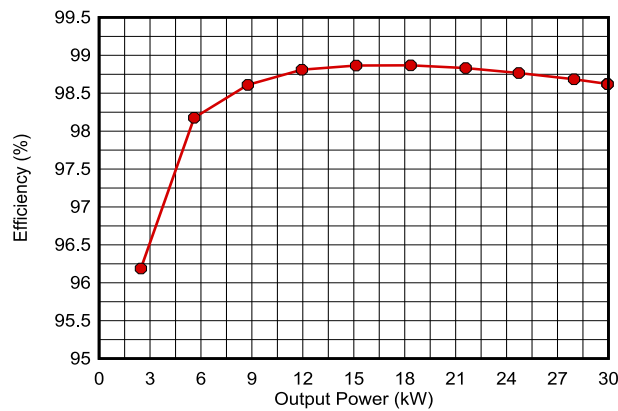


図 3-27. LMG3670R010 を採用した場合の 800VDC、480VAC 時の DC/AC 効率

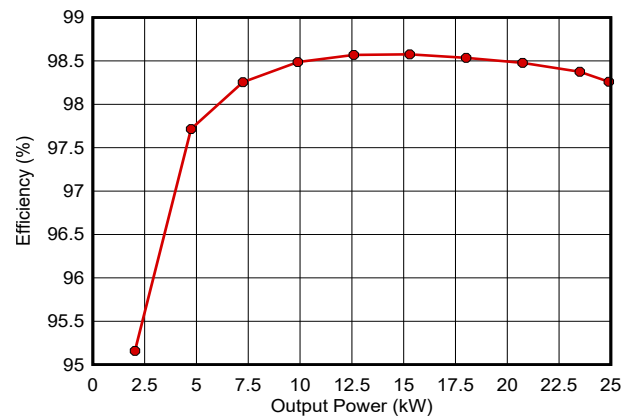


図 3-28. LMG3670R010 を採用した場合の 800VDC、400VAC 時の DC/AC 効率

4 設計とドキュメントのサポート

4.1 デザイン ファイル

デザイン ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010957](#) のデザイン ファイルを参照してください。

4.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010957](#) のデザイン ファイルを参照してください。

4.1.2 BOM

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010957](#) のデザイン ファイルを参照してください。

4.2 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、[『3 相産業用システム電源設計のための AC/DC 電力変換トポロジの比較』セミナー](#)
2. テキサス・インスツルメンツ、[『3-Level Flying Capacitor Converters Design Considerations of 3-Level Flying Capacitor Converters』](#) (将来のアプリケーションノートをメインリファレンスデザインとともに公開)

4.3 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。

4.4 商標

テキサス・インスツルメンツの™ and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

USB® is a registered trademark of USB Implementers Forum.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

5 著者について

RICCARDO RUFFO は、2019 年にイタリア、トリノにあるトリノ工科大学で電気、電子、通信工学の博士号を取得しました。彼は現在、テキサス・インスツルメンツ・ドイツ社で、エネルギーインフラストラクチャチームの一員として、太陽エネルギー分野のシステムエンジニアとして勤務している。主な業務は、EV 充電、誘導性ワイヤレス電力伝送、太陽光発電、再生可能エネルギー、エネルギー貯蔵アプリケーションです。

BOWEN LING は、テキサス・インスツルメンツのシステム エンジニアで、エネルギー インフラストラクチャ チームのソーラー エネルギー分野に所属しています。

6 改訂履歴

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

Changes from Revision * (December 2025) to Revision A (March 2026)

Page

- LMG3670R010 デバイスでボードを実行するために必要な変更を追加し、関連するテスト結果を含めました。..... 1

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](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。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。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

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

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日 : 2025 年 10 月