

Design Guide: TIDA-010938

バッテリー蓄電システム搭載、10kW、GaN ベースの単相ストリング インバータのリファレンス デザイン



説明

このリファレンス デザインは、バッテリー エネルギー ストレージシステム (BESS) 用の双方向電力変換システムを搭載した、GaN ベースの単相ストリング インバータの実装に関する概要を示します。リファレンス デザインは、それぞれ最大 10 枚の太陽光発電 (PV) パネルを直列に接続可能な 2 つのストリング入力と、50V~500V の範囲のバッテリースタックに対応可能な 1 つのエネルギー ストレージシステムポートで構成されています。ストリング入力から BESS までの公称定格電力は、最大 10kW です。構成可能な DC/AC コンバータは、230V の単相グリッド接続に最大 4.6kW まで対応します。3 つの電力段のデジタル制御は、単一の C2000™ MCU で実行されます。

リソース

TIDA-010938

デザイン フォルダ

LMG3522R030、TMCS1123、AMC1302

プロダクト フォルダ

ISOW1044、ISO1412、UCC14131-Q1

プロダクト フォルダ

ISO7741、ISO7762

プロダクト フォルダ

OPA4388、INA181

プロダクト フォルダ

TMDSCNCD280039C、TMDSCNCD28P55X

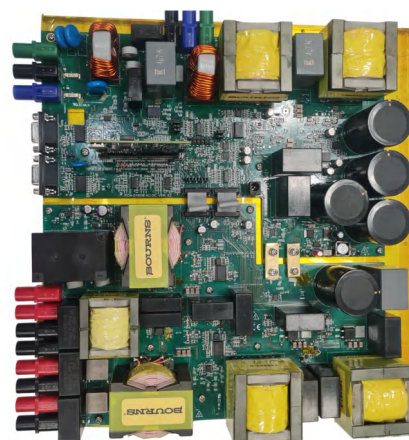
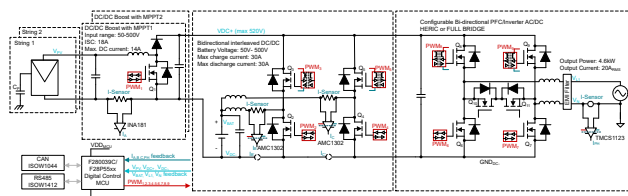
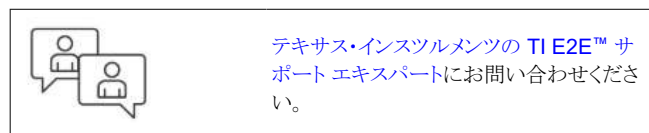
プロダクト フォルダ

特長

- 幅広いバッテリー電圧範囲に対して構成可能な双方向 DC/DC 段
- 構成可能な DC/AC 段 (HERIC 変調方式、H ブリッジ ユニポーラ変調方式、H ブリッジ バイポーラ 変調方式)
- 2 倍の電力密度によるソーラー インバータの軽量化と設置の容易化 (2.3kW/L)
- 低い総損失 (2% 未満) でより多くの太陽光を取り込み、バッテリー エネルギーの蓄積効率が向上
- 独自のマイコンによるボード全体の制御
- V_{DC-} を基準とするマイコンの GND によりコストが最適化され、 V_{DC-} に接続されたすべての GaN デバイスで非絶縁型駆動が使用可能
- パッシブ方式 (過電圧/低電圧、過周波数/低周波数) およびアクティブ方式 (サンディア周波数シフトおよびサンディア電圧シフト) による単独運転防止の実装

アプリケーション

- ストリング インバータ
- 電力変換システム (PCS)



1 システムの説明

太陽光発電システムの需要増加に伴い、インバータは再生可能エネルギーへの移行を一層促進し、住宅用途でソーラーエネルギーをより身近なものにする上で重要な役割を果たしています。ストリング インバータはモジュール性が高く、ワットあたりのコストが低く、より高い電力レベルに到達するための増幅が容易であることから、単相市場における理想的な製品となっています。バッテリーを介したエネルギー ストレージの可能性も加わり、ハイブリッド ストリング インバータは、ストリング 入力電力利用を最大限にするのに適した手段を提供し、夜間や低照度のシナリオでグリッドに電力供給する代替経路も提供するものです。

このようなハイブリッド ストリング インバータは、PV パネルの電力点追従機能に、インバータ段、およびバッテリー段を含む双方向機能を組み合わせることでより高い電力密度と効率が求められ、これこそが、窒化ガリウム (GaN) 電界効果トランジスタ (FET) が複数の利点をもたらすことができる点です。GaN FET は高いスイッチング周波数をサポートしているため、EMI フィルタやヒートシンクを小型化でき、これによってシステムのコンパクト化と軽量化が推進され、設計のフォームファクタを高めることができます。

このリファレンス デザインは、PV 入力機能と広範囲のバッテリー電圧に対応する BESS を組み合わせるための完全双方向電力フローを備えた、2 チャネル入力単相ストリング インバータの実装を示します。

このリファレンス デザインには以下の 3 つの主要な段が含まれます。

- 昇圧コンバータによる PV 入力 × 2
- 双方向 DC/DC コンバータによるバッテリー入力
- DC/AC コンバータ

このシステムは、機能に応じて分かれる 2 枚の基板で構成されています。

1 枚目の DC/DC 基板は、個別のストリング入力に対応する 2 つの入力昇圧コンバータと、バッテリー段に関連付けられた 1 つの DC/DC コンバータで構成されています。2 枚目の DC/AC 基板は、DC リンク コンデンサ、DC/AC 電力変換段、フィルタリング回路で構成されています。このリファレンス デザインでは、すべての高周波スイッチング部品でテキサス・インスツルメンツの上面放熱型 GaN FET を使用しています。図 1-1 と図 1-2 に、この設計の上面図と底面図を示します。

どちらの基板もアルミニウム製ヒートシンクの上に取り付けられており、熱インターフェイス材料によって GaN FET に接続され、追加の熱インターフェイス材料によって SiC ダイオードに接続されています。このリファレンス デザインのヒートシンクは静的な冷却条件で動作することを想定しており、サイズは 324mm × 305mm × 57mm です。システム全体の寸法は 310mm × 280mm × 48mm、体積は約 4 リットル、フォーム ファクタは 2.3kW/l です。

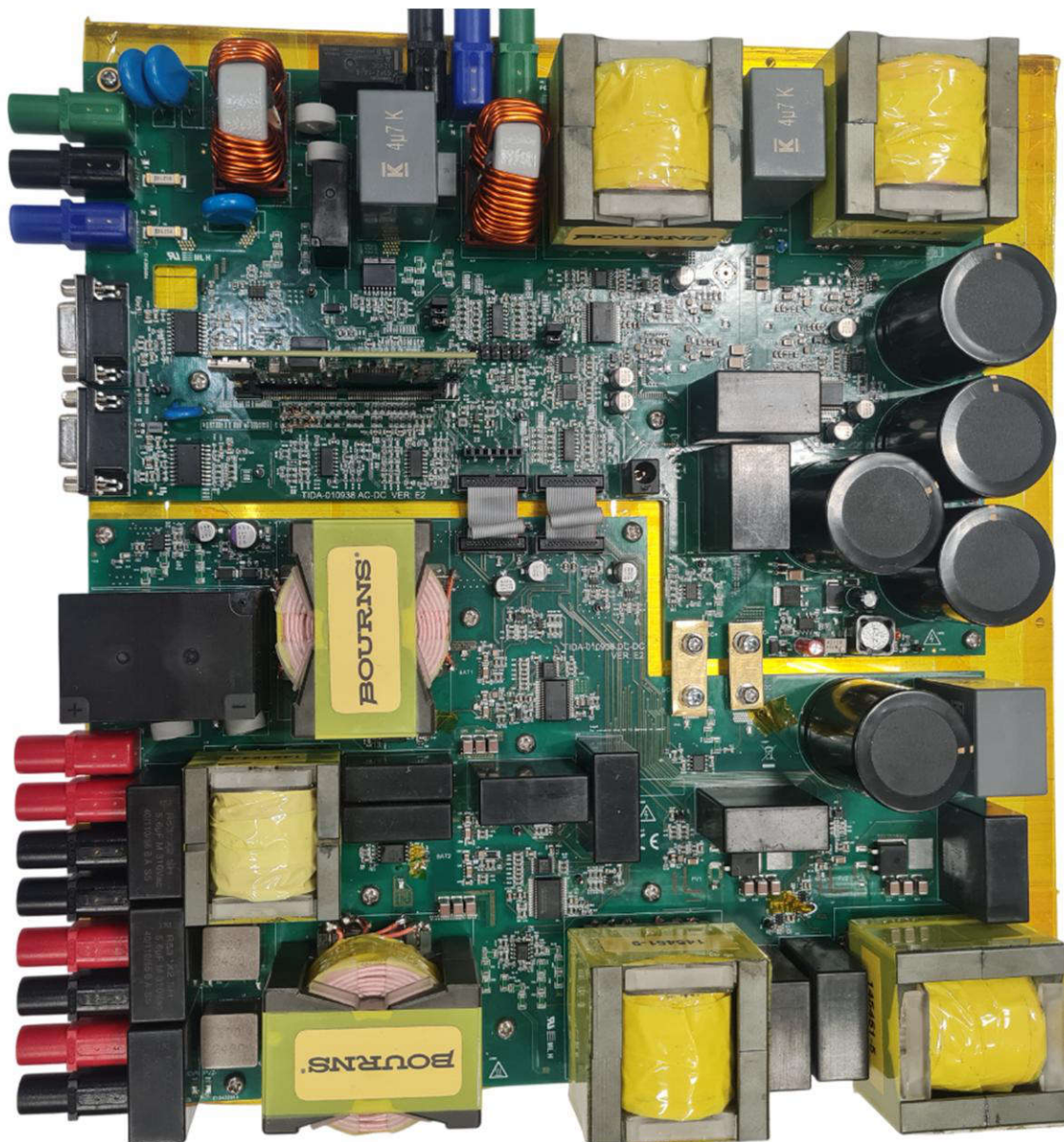


図 1-1. TIDA-010938 の上面図

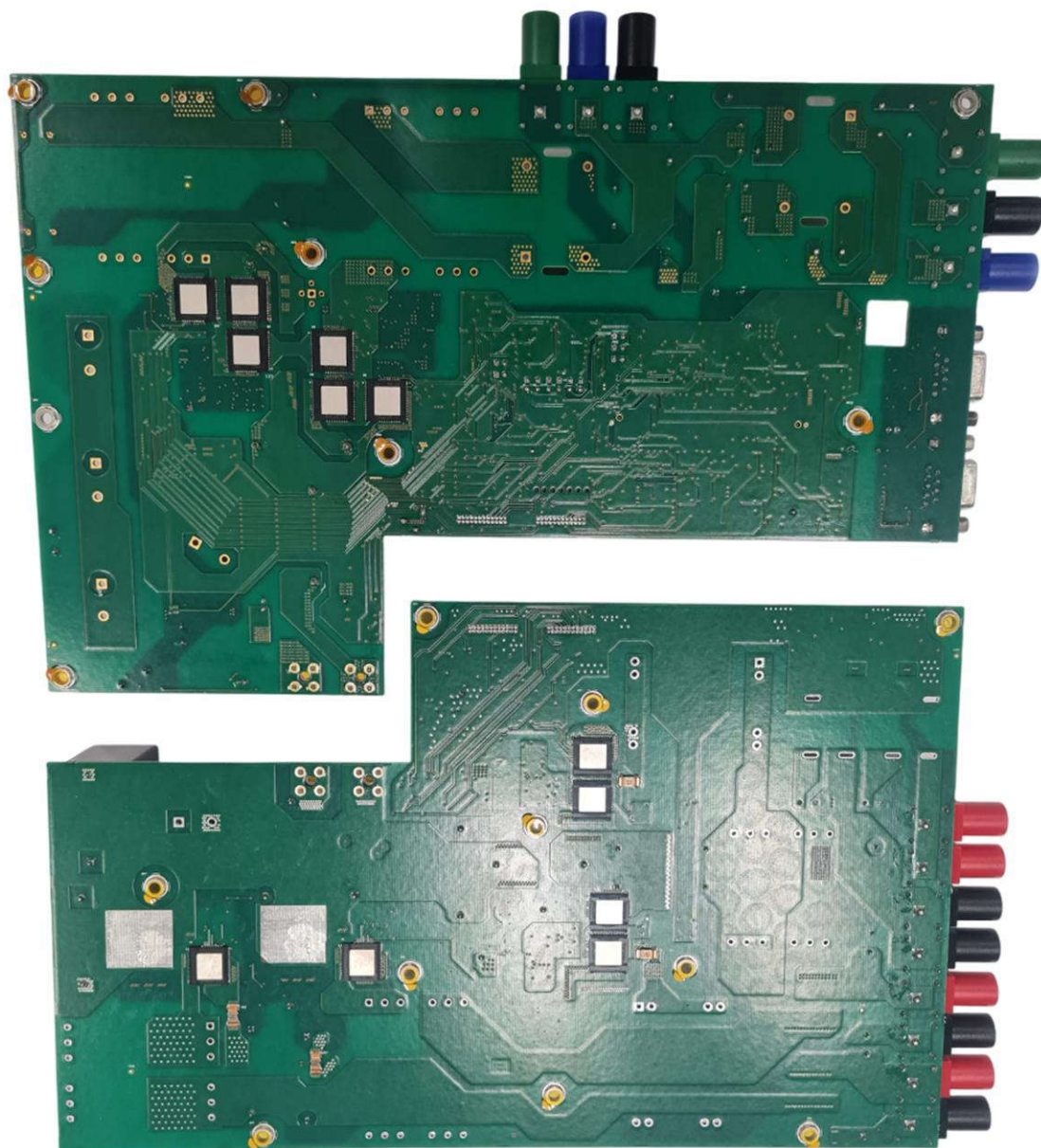


図 1-2. TIDA-010938 底面図

1.1 主なシステム仕様

このリファレンス デザインは主な 3 つの段に分かれているため、各段の主要な仕様は個別に定義されています。表 1-1 に DC/AC コンバータ、表 1-2 に昇圧コンバータ、表 1-3 に双方向 DC/DC コンバータの主な仕様をそれぞれ示します。

表 1-1. 主なシステム仕様:DC/AC 段

パラメータ	仕様
最大 公称 DC 入力電圧	520V 400V
定格出力電圧	230V
定格出力電力	4.6kW
スイッチング周波数 (HERIC バイポーラ)	87kHz (F290039C) 89kHz (F28P55X)
スイッチング周波数 (ユニポーラ)	43.5kHz (F290039C) 44.5kHz (F28P55X)
力率	±有効、±無効
周囲温度範囲	−40°C ~ +60°C
冷却	静的な冷却
ヒートシンク熱抵抗	0.3°C/W
全高調波歪み (THD)	5% 未満
DC リンク容量	800μF
DC リンク電圧リップル	±22V

表 1-2. 主なシステム仕様:DC/DC 昇圧段

パラメータ	仕様
ストリング入力電圧	50V~500V (ストリングあたりパネル最大 10 枚)
短絡電流	18A
公称 DC 電流	14A ストリング
最大 公称 DC リンク電圧	520V 400V
出力電力(公称値)	それぞれ 5kW
スイッチング周波数	130kHz (F290039C) 134kHz (F28P55X)
周囲温度範囲	−40°C ~ +60°C

表 1-3. 主なシステム仕様:双方向 DC/DC 段

パラメータ	仕様
最大 公称 DC リンク電圧	520V 400V
最大充電電流 放電電流	30A 30A
バッテリー電圧範囲	50V ~ 500V
出力電力(公称値)	10kW
スイッチング周波数	各レグ 65kHz (F290039C) 67kHz (F28P55X)
周囲温度範囲	−40°C ~ +60°C

**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。

TI 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。触らないでください！

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**

TI 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おりません。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。

1.2 昇圧コンバータによる PV 入力

図 1-3 に、昇圧トポロジのブロック図を示します。このデザインは、1 つの共通出力レールに接続されている 2 つの独立した並列ストリング入力で構成されています。各ストリングの入力電圧は可変であり、温度、直列接続されたパネルの数、ソフトウェアで設定されるストリングの最大電力点 (MPP) 動作電圧など、さまざまな要因に依存します。各入力は、可変ストリング電圧出力をより高く安定した DC リンク電圧に変換する DC/DC 昇圧段に接続されています。この段はストリングの入力電圧と入力電流を制御しており、各ストリングに最大電力点追従 (MPPT) アルゴリズムを実装します。その結果、共通の DC リンクによって、DC/DC 双方向コンバータと DC/AC コンバータに接続するための共通のバスが提供されます。

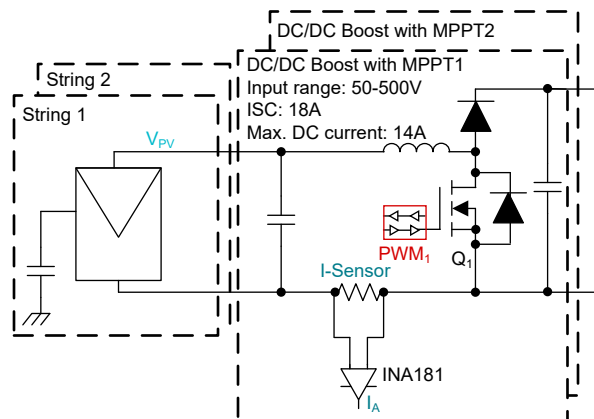


図 1-3. 昇圧コンバータのブロック図

各ストリングは、各パネルが公称 50V 定格であることを考慮すると、2 枚～10 枚のパネルを直列に接続することが可能であり、これは最大 50V～500V の入力電圧に相当するものです。公称定格電圧 350V、入力電流 14A のコンバータは、5kW 定格で、合計 10kW の入力電力を供給できます。

このアプリケーションでは、DC リンク電圧が一定に保たれるため、昇圧コンバータのデューティ サイクルは可変であり、入力ストリング電圧に依存します。GaN FET は、それぞれ周波数 130kHz (F290039C) | 134kHz (F28P55X) で切り換えられます。

1.3 双方向 DC/DC コンバータ

図 1-4 に、双方向 DC/DC コンバータトポロジのブロック図を示します。ストリング コンバータなどの非絶縁型トポロジでは、双方向コンバータを使用することで、バッテリー エネルギーを蓄積することができます。双方向性が求められる理由として、DC/DC コンバータは一方ではバッテリー チャージャ (降圧モード) として機能し、一方ではバッテリーを放電 (昇圧モード) して DC リンクにより高い安定した出力電圧を供給する必要があるからです。

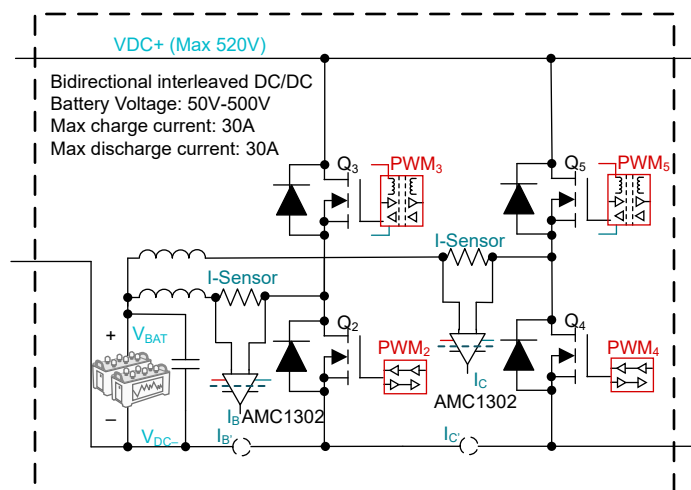


図 1-4. 双方向 DC/DC コンバータのブロック図

昇圧モードでは、このコンバータが DC リンク経由でインバータに電力を供給するため、放電電力は 4.6kW に制限されます。この制限は、インバータ段の最大電力定格となります。バッテリー電圧に応じて、この値は最大 30A まで上がります。降圧モードでも、より高い電力レベルに達するために 30A の充電電流を使用する可能性があります。

電流値が 30A の場合、単一の GaN FET だけの導通損失が非常に大きくなります ($30 \times 30 \times 0.03 = 27W$)。これは GaN デバイスの発熱につながり、結果として GaN FET の $R_{DS(on)}$ も温度とともに増加するため、導通損失が増大します。

デバイスの過熱による影響を軽減し、FET の導通損失やスイッチング損失の増大による電力損失の増大を抑えるために、考えられる 1 つの設計として分岐のインターリーブがあります。図 1-5 に示すように、リップル電流を低減するためにレグ間に $360^\circ/2 = 180^\circ$ の位相差が適用されます。

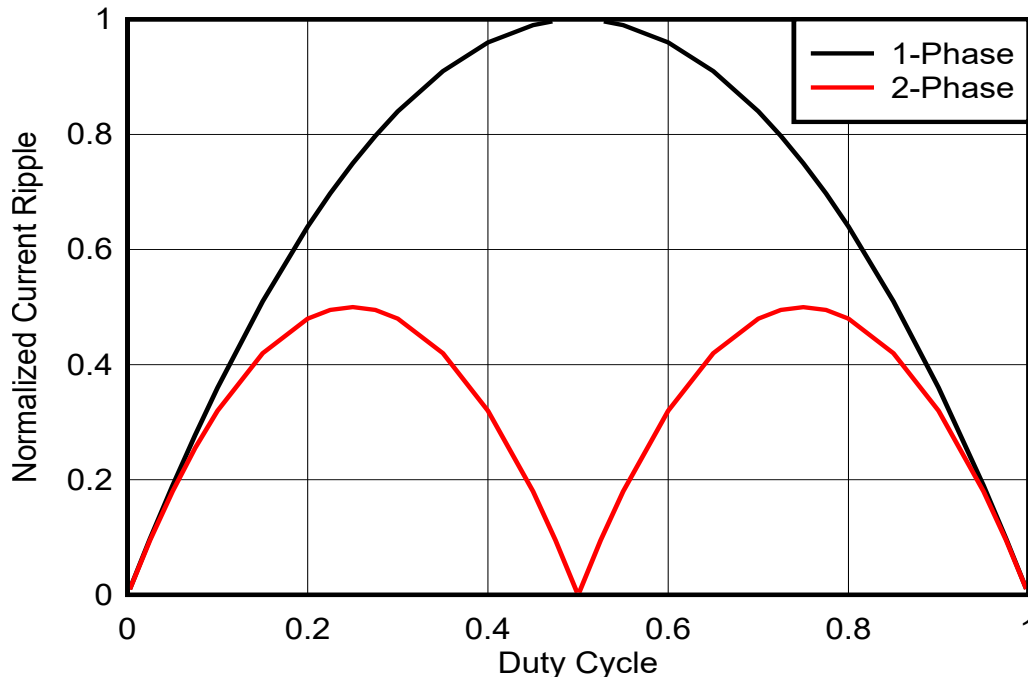


図 1-5. 正規化された電流リップルとデューティ サイクルの関係

このようなマルチフェーズ設計では、両方の相が出力ノードで一緒に接続されているため、各相のインダクタ電流は、どちらの相がアクティブであるか (L1 電流および L2 電流と呼ばれる) に応じて、出力コンデンサを同時に充電および放電します。この充電および放電により、図 1-6 に示すように、ピークツーピーク値の低い全体的な出力電流 (出力電流と呼ばれる) が生成されます。

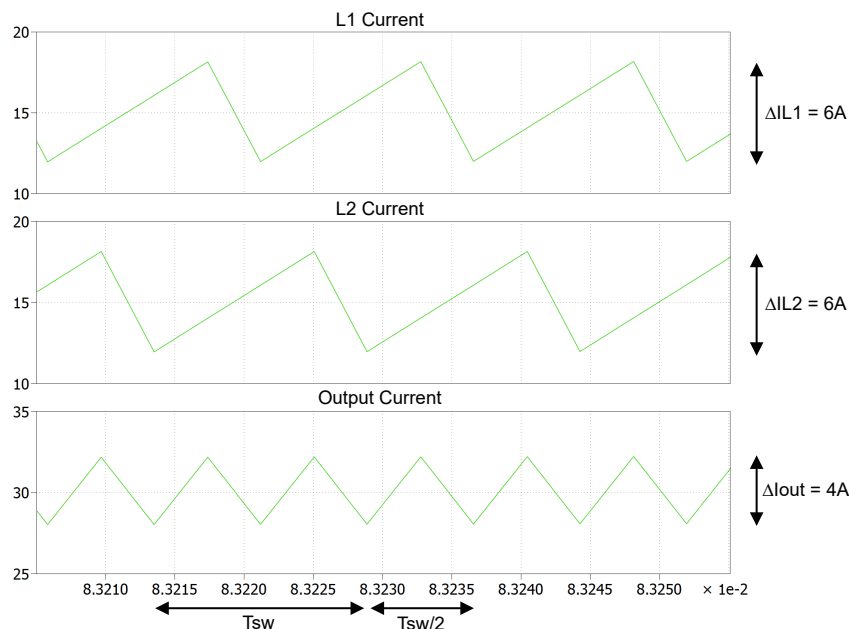


図 1-6. 出力電流の波形

出力コンデンサのリップル電流または AC 電流が小さくなると、出力電圧全体のリップルが低下し、結果として、出力電圧を許容範囲内に保つために必要な容量も少なくなります。設計に位相を追加すると、デカップリング コンデンサを流れる RMS 入力電流が減少するため、入力電圧のリップルが減少します。

また、分岐を並列化することで、出力 EMI フィルタを通るスイッチング周波数を 2 倍にでき、小型化につながります。対称インターリーブは、異なるセクションを同じ周波数でスイッチングすることを含みますが、位相をインターリーブしてノイズ出力とリップルを制御します。両方の分岐から同じ電流が求められることで出力電流は 2 倍になり、デューティ サイクルはバッテリー電圧と DC リンク電圧に応じて固定されます。さらに、スイッチが相補的に切り換わる間に、電流パスの短絡を避けるため、ハーフブリッジ FET の間にデッドタイムが挿入されます。したがって、このデザインでは昇圧段の定格出力が 4.6kW であり、約 330V のバッテリー電圧で公称 10kW までのバッテリー充電が可能です。インターリーブされた各段は 65kHz (F290039C) | 67kHz (F28P55X) の周波数で切り換えられ、その結果 130kHz (F290039C) | 134kHz (F28P55X) の等価出力周波数となります。

1.4 DC/AC コンバータ

図 1-7 に、DC/AC 段のブロック図を示します。インバータ段は双方向であり、DC 段から AC 段へ、またはその逆への電力変換を可能にします。トポロジは H ブリッジ構造で、対角に配置されたスイッチの各グループは、出力電圧の半周期中に高周波で動作します。グリッドに並列に配置された追加のスイッチによって、出力フィルタを通る追加の電圧レベルが生成され、この電力変換システムは 3 レベルのトポロジになります。これにより、FET のスイッチング損失と C_{oss} 損失が低減されます。また、一定の同相モード電圧が得られ、フリーホイーリング フェーズでは PV 入力段が AC グリッドから切り離されるために、リーク電流は無視できるほど小さくなります。

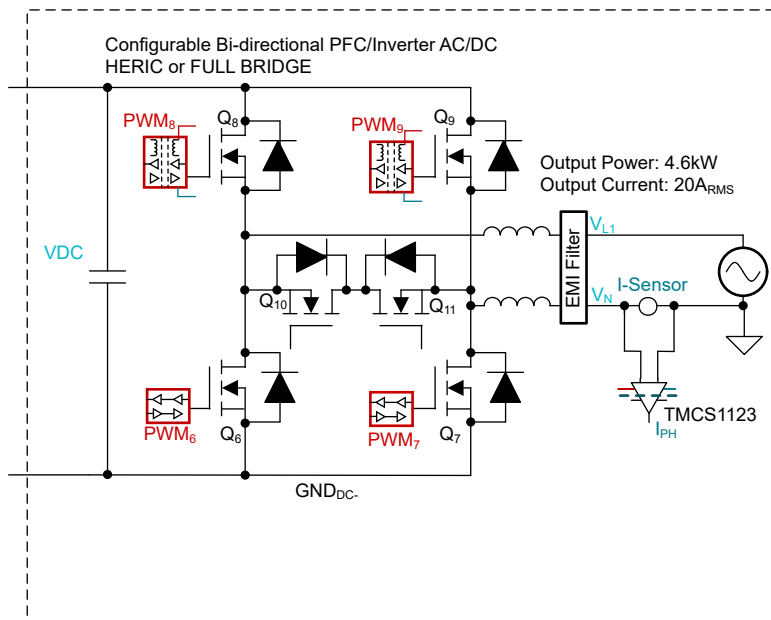


図 1-7. DC/AC コンバータのブロック図

このトポロジは、AC グリッドと PV パネルの間で絶縁が確保されていないようなトランスレスのストリング インバータ アプリケーションに適しています。同相モード電流は、PV アプリケーションにおいて周知の課題であり、これは PV 表面が接地された屋根や近接する他の表面上に露出することに起因しています。図 1-8 に示すように、表面積が大きいと、PV パネルと接地の間の浮遊容量が大きくなり、湿気の多い環境や雨の日には 200nF/kWp にも達することがあります。コンバータの同相モード電圧をうまく抑制できない場合、この寄生容量によってシステムに大きな同相モード電流が流れ込み、EMI や、グリッド電流の歪みなどの問題につながる可能性があります。

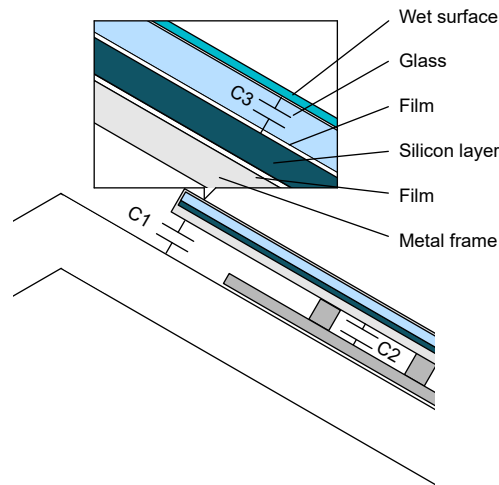


図 1-8. PV パネルの寄生容量

トランスを含むマイクロインバータは電流に対して高インピーダンスのリターンパスを確保しますが、ストリングインバータのようなコスト重視のアプリケーションでは、そうではありません。ストリングインバータは通常、リターン電流に対して低インピーダンスのパスを確保するため、図 1-9 に示すように非常に高い電流値になります。したがって、トランスレスの概念では、グラウンドへのリーク電流が重要な問題になります。このような目的で、発振を抑えた特殊な単相トランスレストポロジを実装することができます。これについては後述します。また、フレームレスパネルの導入により、このような問題はさらに少なくなりました。

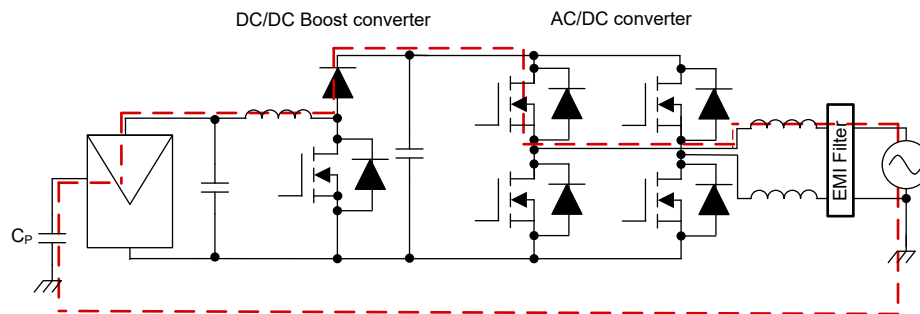


図 1-9. 同相モードノイズ

この DC/AC コンバータ段は高いスイッチング周波数で動作し、正弦波グリッド電流を制御するため、EMI フィルタの設計をコンパクト化できます。単相の $230V_{RMS}$ グリッドにより、 $20A_{RMS}$ の出力電流で $4.6kW$ の出力電力が得られます。EMI フィルタは、同相モード除去能力を向上させるために両方のレールに分かれている 1 つの昇圧インダクタ、2 つの同相モードチョーク、 C_x コンデンサ、 C_y コンデンサで構成されています。EMI フィルタは、グリッドに注入される差動モードノイズと同相モードノイズの両方を減衰するように設計されています。さらに、このような単相アプリケーションに存在する $100Hz$ 電力リップルを補償するために、DC リンクには電解コンデンサが設けられています。貫通電流を防止するため、両方のハーフブリッジにデッドタイムを設定する必要があることに注意します。グリッドの電流は、比例共振 (PR) コントローラを使って、マイコンによって測定および制御されます。有効および無効電力を制御するには、共通結合点 (PCC) に流れる電流を高精度で測定する必要があります。電流制御を行うには、グリッド電圧周波数に同期したフェーズロックループ (PLL) を実装する必要があります。DC リンク電圧制御ループを使用して、グリッドから供給される有効電流シンクまたはソースの振幅を制御します。

2 システム設計理論

2.1 昇圧コンバータ

2.1.1 インダクタの設計

パワー コンバータの設計では、インダクタの設計が最も重要です。インダクタの設計に関する 4 つの重要な特性は、インダクタンス値、リップル電流、飽和電流、DC 抵抗 (DCR) です。

通常、インダクタンスの値は [式 1](#) で計算できます。

$$L \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta i_L(pk-pk) \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (1)$$

ここで、

- V_{out} は昇圧コンバータの出力電圧
- V_{in} は昇圧コンバータの入力電圧
- f_{sw} はスイッチング周波数
- i_L はインダクタリップル電流

それに反して、インダクタリップルは [式 2](#) で求められます。

$$\Delta i_L(pk-pk) \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{L \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (2)$$

ここで、

- V_{out} は昇圧コンバータの出力電圧
- V_{in} は昇圧コンバータの入力電圧
- L はインダクタンス値
- f_{sw} はスイッチング周波数

[図 1-5](#) に示すように、昇圧コンバータまたは単相コンバータのワーストケースのデューティサイクルは **50%** です。したがって、対応する条件に対してインダクタンス値が計算されます。通常、この設計では最大出力電流を得るために、インダクタのピーク ツー ピーク電流を平均インダクタ電流の **40%** 未満となるように動作します。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。

昇圧レギュレータのインダクタ DC 電流は、[式 3](#) で計算できます。

$$I_{L-DC} = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times \eta} \quad (3)$$

ここで、

- V_{out} は昇圧コンバータの出力電圧
- I_{out} は昇圧コンバータの出力電流
- V_{in} は昇圧コンバータの入力電圧
- η は電力変換効率

したがって、インダクタのピーク電流は [式 4](#) で計算されます。

$$i_{L-pk} = I_{L-DC} + \frac{\Delta i_L(pk-pk)}{2} \quad (4)$$

2.1.2 整流ダイオードの選択

システム内の損失をさらに低減し、整流段の高効率を実現するには、順方向電圧降下が小さく、復帰時間が短い、ショットキー ダイオードの使用が推奨されます。

式 5 に示すように、必要な順方向電流定格は最大出力電流より大きい必要があります。

$$I_F > I_{out-max} \quad (5)$$

ここで、

- I_F は整流ダイオードの平均順方向電流
- $I_{out-max}$ はアプリケーションに必要な最大出力電流

ショットキー ダイオードは、平均定格よりもはるかに高いピーク電流定格を備えています。したがって、システムのピーク電流が高くて問題になりません。

もう 1 つチェックする必要があるパラメータは、導通損失を抑えるためのダイオードの消費電力です。ダイオードは、式 6 に従って、消費電力を処理します。

$$P_D = I_F \times V_F \quad (6)$$

ここで、

- I_F は整流ダイオードの平均順方向電流
- V_F は整流ダイオードの順方向電圧

このアプリケーションでは、650V、20A のシリコン カーバイド ショットキー ダイオードである C6D20065G を使用しています。

2.1.3 MPPT 動作

PV パネルからの出力電力は、パネルが受ける照射、パネル電圧、パネル温度など、いくつかのパラメータに依存します。相応して、PV パネルのストリングから出力される電力は、PV パネルの個々の条件によって異なります。出力電力は条件の影響を受けるため、1 日を通して連続的な変化もあります。図 2-1 に、1 枚のソーラー パネルの I-V 曲線と P-V 曲線を示します。I-V 曲線は、パネルの出力電流と出力電圧の関係を表します。図の I-V 曲線が示すように、パネル電流は端子が短絡しているときに最大になり、端子が開放状態で無負荷のときは最小になります。

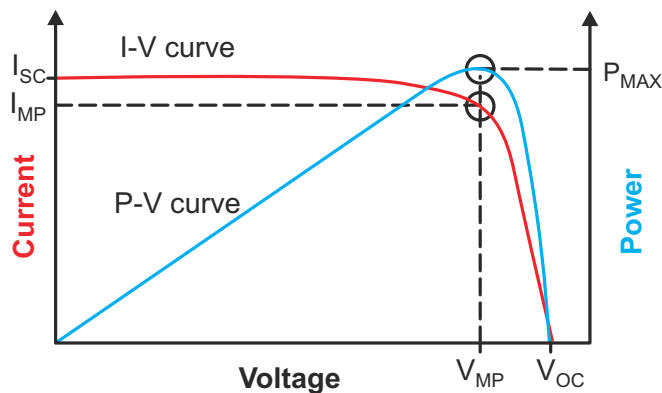


図 2-1. ソーラー パネルの特性、I-V 曲線と P-V 曲線

図に示すように、パネル電圧とパネル電流の積が最大になる点で、 P_{MAX} で表される最大電力がパネルから得られました。このポイントを、最大電力点 (MPP) と呼びます。図 2-2 および 図 2-3 に、さまざまなパラメータによりソーラー パネルの出力電力が変化する様子の例を示します。また、これらのグラフは、放射照度に対する、ソーラー パネルの電力出力の変動も示しています。これらのグラフから、放射照度の増減に伴い、ソーラー パネルからの電力出力がどのように増減するかが分かります。また、MPP となるパネル電圧も放射照度の変化に伴って変化することにも注意してください。同様の概念は、ストリング出力電流に加えてストリング全体の電圧が監視されるストリング インバータにも適用できます。

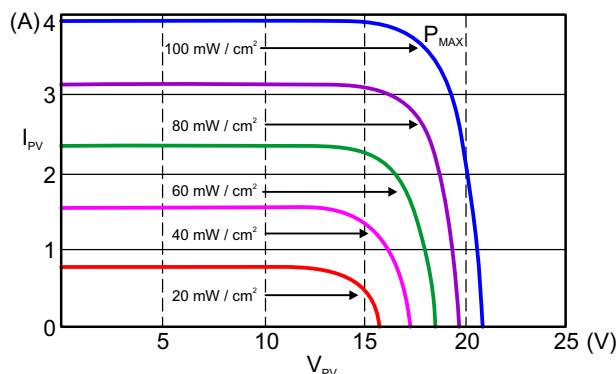


図 2-2. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力
変動 - グラフ A

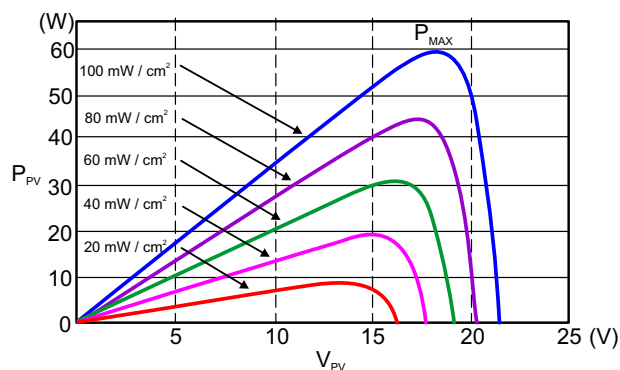


図 2-3. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力
変動 - グラフ B

パネルの MPP を自動的に識別するという課題は、通常、システムに MPPT アルゴリズムを採用して実現します。MPPT アルゴリズムは、ストリングが最大電力点で動作するように試み、スイッチング電力段を使用してパネルから取り出した電力を負荷に供給します。「山登り」(PO) は、最も一般的に使用されている MPPT アルゴリズムの 1 つです。このアルゴリズムのベースとなっている基本原理はシンプルで、マイコン ベースのシステムに簡単に実装可能です。このプロセスには、パネルの動作電圧のわずかな増減 (摂動) が含まれます。コンバータのデューティサイクルを変更することで、ストリング電圧に摂動を加えることができます。ストリング電圧のわずかな上昇によりパネル電力が増加した場合、同じ方向に再度、摂動を行います。ストリング電圧の上昇に伴ってパネル電力が低下する場合、負方向の摂動によりストリング電圧をわずかに減少させます。摂動を実行して出力電力を観測することにより、システムはストリングの MPP 付近で、わずかに振動しながら動作するようになります。システムがどの程度 MPP の近くで動作できるかは、摂動の大きさにより決まります。このアルゴリズムは全体の最大値ではなく極大値に収束してしまう場合もありますが、これはアルゴリズムにわずかな微調整を加えることで解決することができます。PO アルゴリズムは実装が簡単で効果的であり、この設計のために選択されました。

2.2 双方向 DC/DC コンバータ

2.2.1 インダクタの設計

パワー コンバータの設計では、インダクタの設計が最も重要です。インダクタの設計に関する 4 つの重要な特性は、インダクタンス値、リップル電流、飽和電流、DC 抵抗 (DCR) です。

通常、インダクタンスの値は 式 7 で計算できます。

$$L \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta i_L(pk - pk) \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (7)$$

ここで、

- V_{out} は昇圧コンバータの出力電圧
- V_{in} は昇圧コンバータの入力電圧
- f_{sw} はコンバータのスイッチング周波数
- i_L はインダクタリップル電流

したがって、インダクタリップルは 式 8 でも求めることができます。

$$\Delta i_L(pk - pk) \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{L \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (8)$$

ここで、

- V_{out} は昇圧コンバータの出力電圧
- V_{in} は昇圧コンバータの入力電圧
- L はインダクタンス値
- f_{sw} はスイッチング周波数

図 1-5 から、昇圧コンバータまたは単相コンバータのワーストケースのデューティサイクルは **25%** であることがわかります。したがって、対応する条件に対してインダクタンス値が計算されます。通常、最大出力電流を得るために、インダクタのピーク ツー ピーク電流を平均インダクタ電流の **40%** 未満とすることを推奨します。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。

昇圧レギュレータのインダクタ DC 電流は、式 9 で計算できます。

$$I_{L-DC} = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times \eta} \quad (9)$$

ここで、

- V_{out} は昇圧コンバータの出力電圧
- I_{out} は昇圧コンバータの出力電流
- V_{in} は昇圧コンバータの入力電圧
- η は電力変換効率

したがって、インダクタのピーク電流は式 10 で計算されます。

$$i_{L-pk} = i_{L-DC} + \frac{\Delta i_{L(pk-pk)}}{2} \quad (10)$$

ここで、

- $i_{L(pk-pk)}$ はピーク ツー ピークのインダクタ電流リップル

2.2.2 低電圧側コンデンサ

低電圧側コンデンサは、降圧モードでの動作中は AC リップル成分をフィルタリングする必要があります。静電容量の値は、式 11 で計算できます。

$$C_{LV} = \frac{\Delta i_{out(pk-pk)}}{8 \times f_{sw} \times \Delta V_{out(pk-pk)}} \quad (11)$$

ここで、

- $i_{out(pk-pk)}$ はピーク ツー ピークの出力電流リップル
- f_{sw} はコンバータのスイッチング周波数
- $V_{out(pk-pk)}$ はピーク ツー ピークの出力電圧リップル

2.2.3 高電圧側コンデンサ

高電圧側コンデンサは、昇圧モードで動作している間に AC リップル成分をフィルタリングする必要があります。容量の値は、式 12 で計算できます。

$$C_{HV} = \frac{i_{out(DC-link)} \times D}{n \times f_{sw} \times \Delta V_{out(pk-pk)}} \quad (12)$$

ここで、

- $i_{out-DClink}$ は出力 DC リンク電流
- D はデューティ・サイクル
- n はインターリーブ段の数
- f_{sw} はコンバータのスイッチング周波数
- $V_{out(pk-pk)}$ はピーク ツー ピークの出力電圧リップル

2.3 DC/AC コンバータ

2.3.1 ブースト インダクタ設計

インダクタは、システムの効率、電流リップル、全体のサイズにおいて重要な役割を果たします。インダクタンスの値は、入力電圧、出力電圧、ワーストケースのリップルに基づいて計算します。DC/AC コンバータのインダクタンス値は、式 13 で計算できます。

$$L \geq \frac{V_{DCBus}}{4 \times \Delta I_{pk-pk} \times f_{sw}} \quad (13)$$

ここで、

- f_{sw} はスイッチング周波数
- V_{DCBus} は DC リンク電圧
- i_{pk-pk} はリップル電流

通常、最大出力電流を得るために、インダクタのピーク ツー ピーク電流を平均インダクタ電流の 40% 未満とすることを推奨します。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。

インダクタのピーク電流は、式 14 で計算できます。

$$i_{L-pk} = i_{L-DC} + \frac{\Delta i_L(pk-pk)}{2} \quad (14)$$

ここで、

$i_{L(pk-pk)}$ はピーク ツー ピークのインダクタ電流リップル

同じインダクタンスの式では、バイポーラトポロジの場合に見られるリップルは 2 倍になります。

2.3.2 DC リンクコンデンサ

DC リンクコンデンサの電圧リップル周波数は、ライン周波数の 2 倍です。DC リンクコンデンサは、この電圧リップルを取り除いて、安定した DC リンク電圧を供給する役割を果たします。必要な DC リンク容量は、式 15 で計算できます。

$$C_{out} \geq \frac{P_{out}}{V_{out} \times 2 \times \pi \times f_g \times V_{ripple}} \quad (15)$$

ここで、

- V_{out} は公称 DC リンク電圧
- F_g はグリッドの周波数
- P_{out} は最大電力
- V_{ripple} はピーク ツー ピークの電圧リップル

3 システム概要

3.1 ブロック図

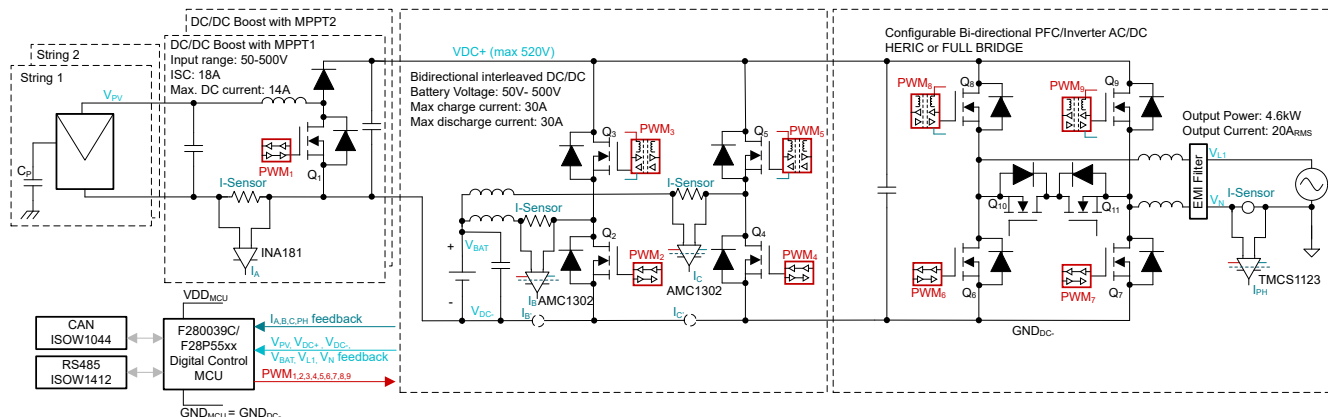


図 3-1. TIDA-010938 のブロック図

3.2 設計上の考慮事項

3.2.1 昇圧コンバータ

このリファレンス デザインの最初の段は非絶縁型昇圧コンバータで、このリファレンス デザインは、1 つの共通出力レールを持つ 2 つの同一チャネルを備えています。昇圧コンバータの性質上、動作中の出力電圧は入力電圧よりも高い必要があります。最大 10 枚のパネルからなるストリング入力で電圧範囲が最大 500V になることを考慮すると、400V の DC リンク電圧を選択でき、最大 520V まで対応可能です。表 3-1 に主要なパラメータを示します。

表 3-1. 昇圧コンバータの仕様

パラメータ	仕様
ストリング入力電圧	50V~500V (ストリングあたりパネル最大 10 枚)
公称 DC 電流	14A ストリング
最大 公称 DC 出力電圧	520V 400V
出力電力(公称値)	5kW
スイッチング周波数	130kHz (F290039C) 134kHz (F28P55X)

3.2.1.1 高周波数 FET

LMG3522R030 は、この段で動作します。このデバイスは、30mΩ GaN FET で 650V 定格を提供し、デジタル温度通知や、過電流、短絡、過熱、VDD UVLO、高インピーダンス RDRV ピンのフォルト検出などの高度なパワー マネージメント機能を備えています。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、対象ポイントの接合部温度を簡単に読み取ることができます。入力 EMI フィルタは、差動ノイズを除去し、伝導エミッションの規制値を下回る状態を維持するように設計されています。電流リップルを処理するために、高品質の出力セラミック コンデンサとフィルム コンデンサが DC リンク出力に配置されています。この設計では Bourns 145451 インダクタを使用しています。図 3-2 に、1 段コンバータの回路図を示します。

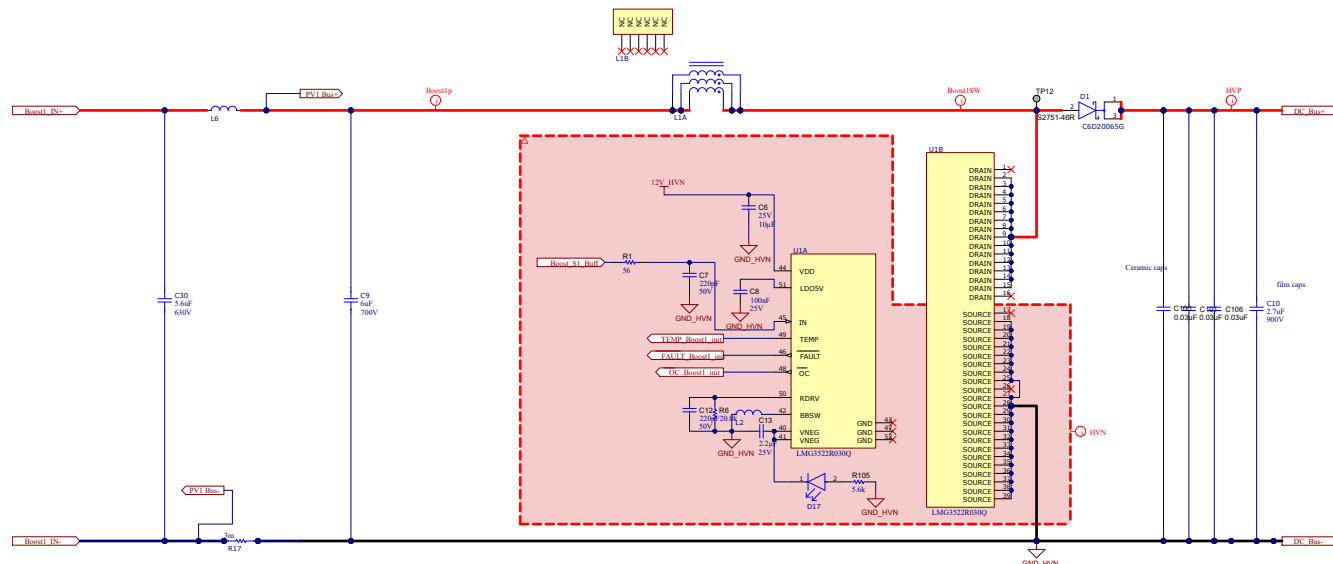


図 3-2. 昇圧コンバータの設計

スイッチング周波数が非常に高いので、寄生インダクタンスと電力ループに注意することが重要です。寄生インダクタンスの影響を抑えることで、スイッチングノードの電圧スパイクが低減されます。GaN、SiC ダイオード、インダクタの間のスイッチングノードの配線は、PCB 層内のループ面積が非常に小さく、寄生インダクタンスが低減され、リングングが抑制されます。4 つのコンデンサを並列接続すると、等価直列インダクタンス (ESL) を $1/4$ に減らすことができます。また、ダイオード、セラミックコンデンサ、GaN の間の電力ループもできるだけ小さくしています。SiC ダイオードの下には、複数のビア領域があります。これは、放熱性を向上させることで PCB の熱抵抗を低減するために行われます。両方の昇圧段は対称に設計されており、回路図とレイアウトはできるだけ同一に保たれています。

3.2.1.2 入力電圧および入力電流の検出

MPPT によって各ストリングから最大電力を得られるように、ストリングの入力電圧と入力電圧を注意深く監視することが重要です。MPPT の詳細は [セクション 2.1.3](#) で説明しています。

MPPT 動作を可能にするために、このリファレンスデザインでは各ストリング入力電圧と電流を測定できるようになっています。MCU は DC バス電位と同じグラウンドを共有しているため、非絶縁型測定が可能です。そのため、INA181 アンプを使った、コスト競争力の高い非絶縁型シャントベースの電流検出設計を採用できます。INA181 は双方向電圧出力電流検出アンプです。INA181A2 は最大 50V/V の内部ゲインと 210kHz の帯域幅を持っています。この設計でのシャント抵抗のサイズは、検出精度と消費電力とのトレードオフを考慮して決定します。3mΩ のシャント抵抗を使用すると、±22A の出力インバータの測定範囲が得られますが、全負荷時の発熱はわずか 0.6W です。詳細については、[図 3-3](#) を参照してください。

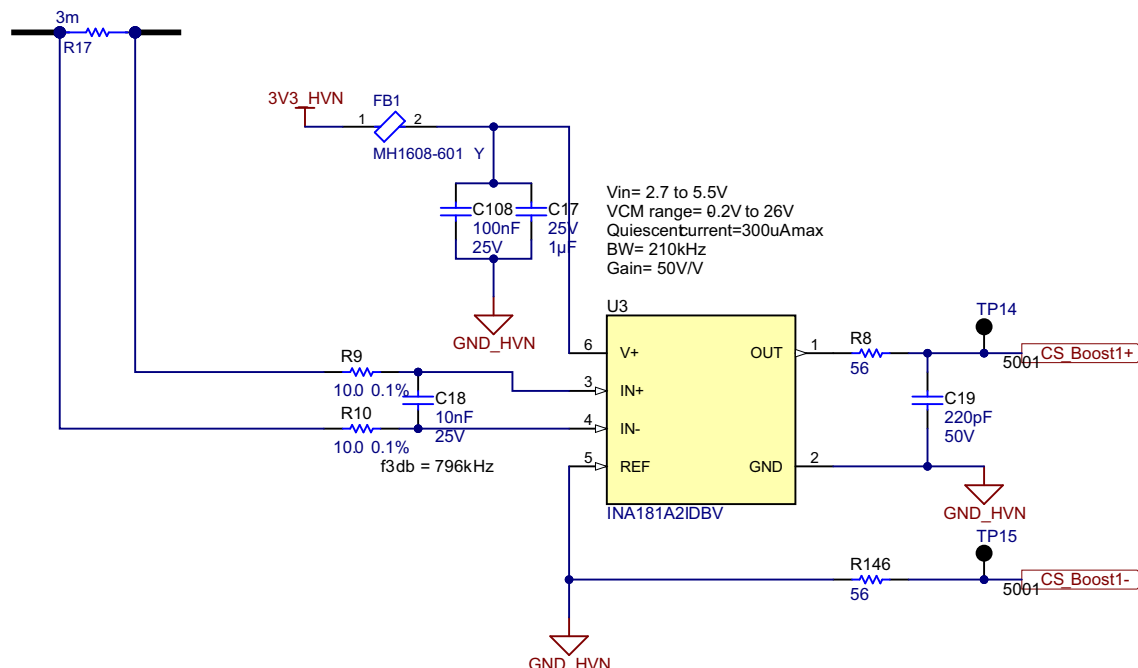


図 3-3. 入力電流の検出

昇圧段の電圧測定には、デュアル チャネル オペアンプである **OPA2388** が使用されます。両方のチャンネルは両方の昇圧段電圧測定に使用されます。

3.2.2 双方向 DC/DC コンバータ

前述のとおり、双方向 DC/DC コンバータはインターリーブ DC/DC コンバータであり、バッテリー充電時には降圧コンバータとして動作し、DC バス充電時には昇圧コンバータとして動作します。このため、バッテリーからの DC/AC コンバータとしても機能します。表 3-2 に、この段の仕様を示します。

表 3-2. 双方向 DC/DC コンバータの仕様

パラメータ	仕様
最大 公称 DC リンク電圧	520V 400V
最大充電電流 放電電流	30A 30A
バッテリー電圧範囲	50V ~ 500V
出力電力 (公称値)	10kW
スイッチング周波数	各レグ 65kHz (F290039C) 67kHz (F28P55X)

3.2.2.1 高周波数 FET

昇圧コンバータと同様に、この段でも **LMG3522R030** が使われています。この段では、ハイサイド (HS) FET を MCU から絶縁しなければならないところが異なります。制御信号の絶縁には、デジタル アイソレータ **ISO7741** を使っています。デジタル アイソレータはクワッド チャネルの 3/1 デバイスであり、このデバイスではシステムに十分な基本絶縁バージョンが使用されています。デジタル アイソレータの電源は、**LMG3522R030** デバイスの LDO から内部生成された 5V で供給されます。電源の絶縁は、高絶縁 DC/DC パワー モジュールである **UCC14131** に基づき、絶縁された 12V 電源を基板上の 12V 電源から GaN FET に供給します。また、**LMG3522R030** には接合部温度通知機能も組み込まれています。この温度信号は、同じデジタル アイソレータを使って絶縁されています。周囲温度が高くなった際にコンバータを熱的に保護するため、制御マイコン内でこの温度情報を使用できます。インダクタ **Bourns 145452** が使用されています。図 3-4 に、回路図を示します。

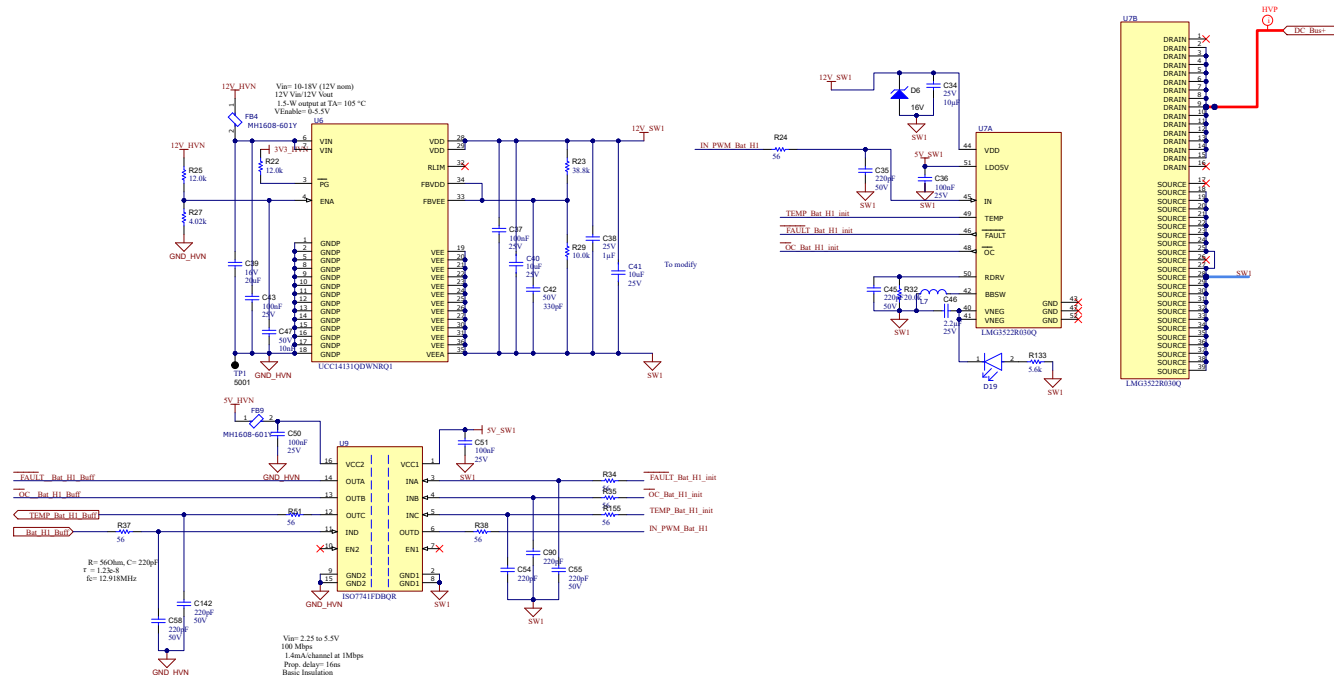


図 3-4. 双方向 DC/DC コンバータのハイサイド GaN

ここでもスイッチング周波数は非常に高いので、寄生インダクタンスと電力ループに注意することが重要です。HS と LS の GaN の間のスイッチング ノードの配線は、PCB 層内のループ面積が非常に小さく、寄生インダクタンスが低減され、リングングが抑制されます。3 つのコンデンサを並列接続すると、等価直列インダクタンス (ESL) を 1/3 に減らすことができます。GaN とセラミック コンデンサの間の電力ループも、できるだけ小さくしています。双方向 DC/DC コンバータの両レグは対称に設計されており、回路図とレイアウトはできる限り同一に保たれています。

3.2.2.2 電流および電圧の測定

マルチフェーズ コンバータの大きな課題は、アクティブな複数の相間で電流のバランスを維持し、いかなる相にも熱ストレスをかけず、最適ナリプル除去を実現することです。したがって、この設計には、対称な設計とレイアウト、同様のスイッチング ループ、コントローラにフィードバックされる電流ループ フィードバック用に同期された電流センシングが必要です。これによって、正確に位相電流を監視できます。

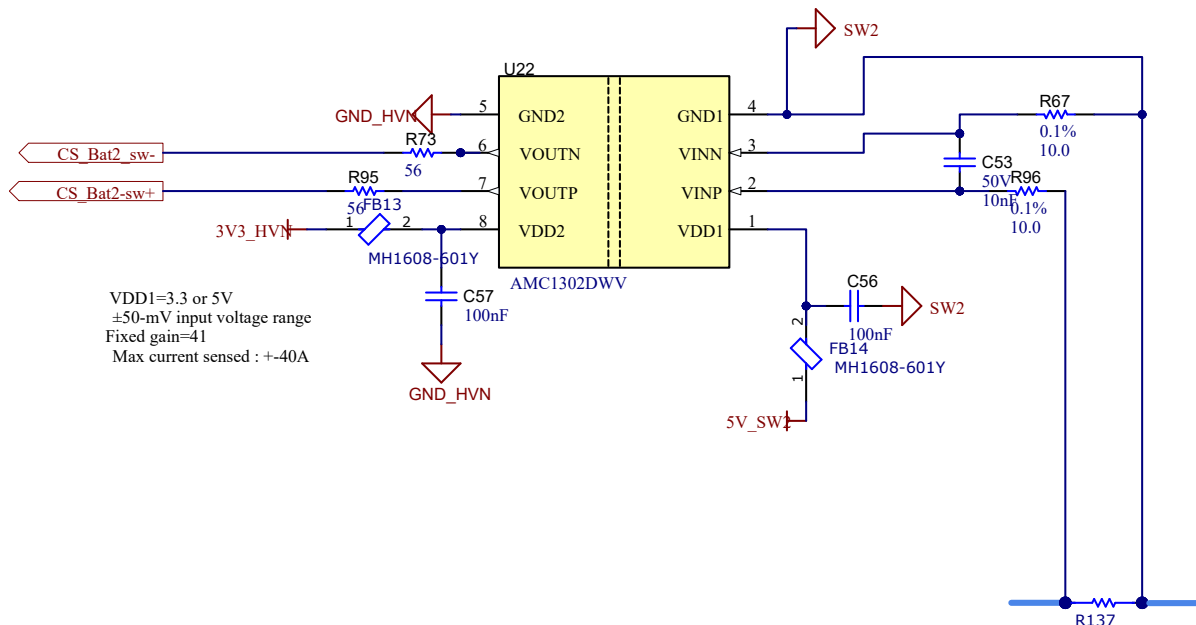


図 3-5. 電流センス

電流の測定は、図 3-5 に示すように、絶縁型電流アンプ AMC1302 を使用して、各位相のスイッチング ノードで行われます。AMC1302 は、DC/DC を内蔵していない高精度電流検出用強化絶縁型アンプです。この IC は、低入力インピーダンスの電流測定用に最適化された $\pm 50\text{mV}$ の入力電圧範囲を持っています。DC 電流は $1.5\text{m}\Omega$ のシャントを通して流れるため、約 $\pm 27\text{A}$ のリニアな測定範囲が得られます。デバイスの電源は、LMG3522R030 デバイスの LDO から内部で生成された 5V から供給されます。

OPA388 シングルチャネル オペアンプは、バッテリーの電圧測定に使用されます。

3.2.2.3 入力リレー

DC/DC コンバータの入力端子はバッテリーに接続されており、バッテリーは低インピーダンス電圧源として機能するため、起動時に基板上で過電流が発生する可能性があります。このため、プリチャージ回路を備えたリレーを使用して、回路とバッテリーの接続と切り離しを行います。

3.2.3 DC/AC コンバータ

DC/AC コンバータは双方向コンバータであり、インバータとしても PFC としても動作します。DC/AC コンバータは構成が可能で、以下の 3 種類の変調方式で動作できます。

- ユニポーラの H ブリッジトポロジ
- バイポーラの H ブリッジトポロジ
- HERIC トポロジ

これらのトポロジの長所と短所をすべて考慮した上で、ソフトウェアとハードウェアを少し調整するだけで、システムを必要に応じて構成できます。表 3-3 に、この段の仕様を示します。

表 3-3. DC/AC コンバータの仕様

パラメータ	仕様
最大 公称 DC リンク電圧	520V 400V
定格出力電圧	230V
定格出力電力	4.6kW
スイッチング周波数 (HERIC/ バイポーラ)	87kHz (F290039C) 89kHz (F28P55X)
スイッチング周波数 (ユニポーラ)	43.5kHz (F290039C) 44.5kHz (F28P55X)
DC リンク容量	800 μF
DC リンク電圧リップル	$\pm 22\text{V}$

3.2.3.1 高周波数 FET

上面放熱型デバイスである LMG3522R030 は、AC/DC コンバータの設計で動作します。この GaN FET には、ゲート駆動が統合されており、内蔵された保護機能も備えています。外部抵抗を使用して、ゲート駆動速度を構成します。現在の基板設計では、AC/DC FET は次の 2 つの出力段に分割されています: 電力段 A と電力段 B (図 3-6 参照)。

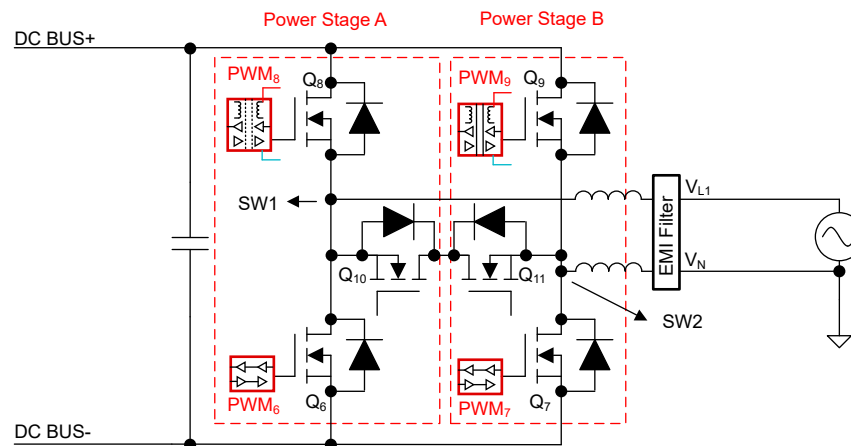


図 3-6. DC/AC コンバータの電力段

各電力段には、マイコンからの絶縁が必要な FET が 2 つあります。制御信号の絶縁には、デジタル アイスレータ ISO7762 を使用します。デジタル アイスレータは 6 チャネルの 4/2 デバイスとして動作し、この基本絶縁バージョンはシステムに十分な性能をもたらします。LMG3522R030 デバイスの LDO から内部生成された 5V は、デジタル アイスレータに電源を供給します。電源の絶縁には、UCC14131 を使用しています。これは高絶縁 DC/DC パワー モジュールであり、絶縁された 12V 電源を基板上の 12V 電源から GaN FET に供給します。また、LMG3522R030 には接合部温度通知機能も組み込まれています。同じデジタル アイスレータが、この温度信号を絶縁します。制御用マイコンは、周囲温度が高くなった際に温度情報を使用してコンバータを熱的に保護できます。各デジタル アイスレータは、2 つの FET の温度通知であるフォルト / OC 信号と PWM 信号を管理します。妥当なデッドタイムにより、同一レグの FET を分離し、貫通電流を防止します。HS FET の構成は、双方向 DC/DC コンバータと似ており、2 つの FET が DC/DC から 12V を供給し、両方のデジタル ピンが同じデジタル アイスレータに接続されています。

スイッチング周波数が高い場合は、寄生インダクタンスと電源ループの設計に注意する必要があります。寄生インダクタンスの影響を抑えることで、スイッチング ノードの電圧スパイクが低減されます。同じスイッチング ノード上の GaN デバイスと昇圧インダクタの間のスイッチング ノードの配線によって、PCB 層内のループ面積を非常に小さくすることで、寄生インダクタンスが低減され、リングングが抑制されます。最下層にはスイッチング ノードを収容し、比較的小さいサイズに維持されていますが、十分な電流容量を持つことができます。さらに、スイッチング ノード制御回路では、内層 1 と内層 2 のポリゴンを利用してスイッチング ノードを拡張し、最上層と最下層の信号用のリターン パスを提供しています。3 つのセラミックコンデンサを並列接続することで、等価直列インダクタンス (ESL) を 1/3 に減らします。セラミックコンデンサと GaN デバイスの間の電力ループはできる限り小さく保たれます。どちらの電力段も対称的な設計を使用しており、同一の回路図とレイアウト構成を維持しています。

基板全体で良好な DC Bus- とグラウンド接続が不可欠です。DC Bus+、AC ライン、中間線の電流パスには大電流が流れるため、設計において十分なポリゴン面積を確保することをお勧めします。最上層に配線された信号の場合、設計で内層 1 にリターン層を設けることを推奨し、最下層に配線された信号の場合、設計で内層 2 を経由するリターン パスを設けることを推奨します。このアプローチはシグナル インテグリティの維持に役立ちます。

3.2.3.2 電流の測定

閉ループ制御システムを実現するためには、インバータの電流を正確に測定することが重要です。グリッド内の電流は、共通結合点 (PCC) に流入する電流を高精度で測定できるホール効果型電流センサ (TMCS1123) を使って測定されます。このリファレンス デザインを使うと、グリッドとマイコンとの間の強化絶縁を実現できます。図 3-7 に、この電流の測定値を示します。

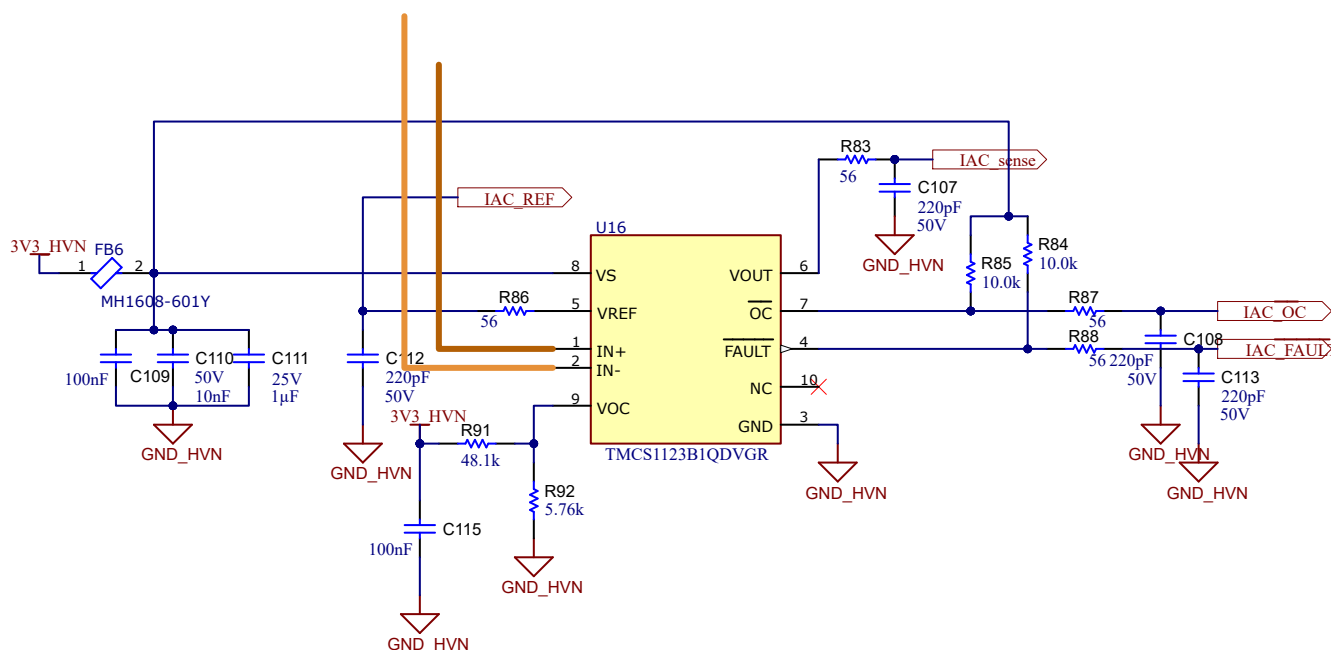


図 3-7. AC 電流センス

3.2.3.3 電圧の測定

インバータの信号パス内の 2 つのポイント (出力リレーの前後) に電圧検出機能が設けられており、これにより制御が改善されています。リレーの両側で測定を有効にすることで、制御システムで接続前に送電網の電圧と周波数にロックし、不整合の問題を防止できます。デュアル チャネル オペアンプである **OPA2388** が使われています。両方のチャネルは **AC** 電圧の測定に使用されます。**DC** バス電圧も別の **OPA2388** を使用して検出されます。

3.2.3.4 補助電源

システム全体の GaN FET、オペアンプ、リレー、絶縁型アンプ、デジタル回路などの補助電源は、降圧構成の UCC28710 を使用して生成されます。考え方としては、ストリング インバータの起動時に、DC バスに現れるストリングからの入力電圧が特定の値に達すると、UCC28710 降圧コントローラの動作が可能になり、12V 電源が生成されるというものです。マイコンも DC Bus 上にあるため、これは非絶縁型トポロジです。VS 検出は抵抗 R93 と R95 によって設定され、12V の出力が得られるようになっています。また、電流の検出は、抵抗 R96 と R98 を使用して設定されます。回路の必要な負荷電流要件を満たすためには、インダクタ L13 のピーク電流定格と DC 電流定格を考慮することが重要です。

図 3-8 に、電源回路図を示します。

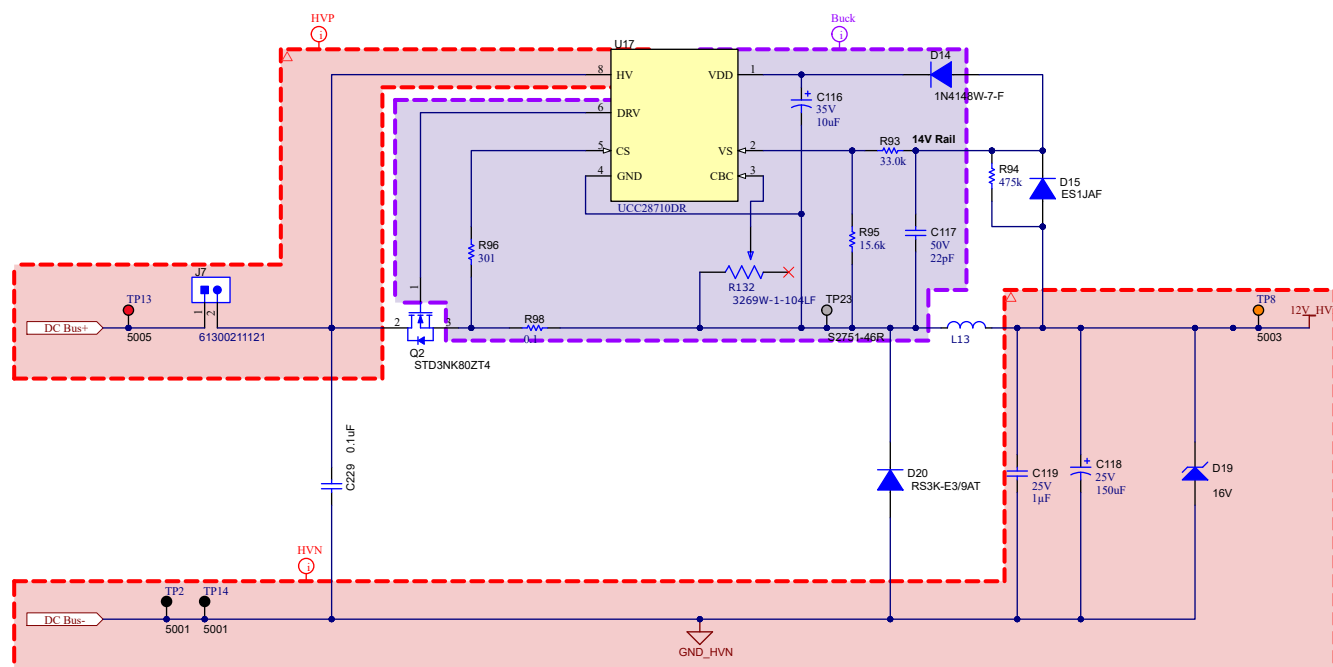


図 3-8. 補助電源の設計

さらに、基板上の他のコンポーネントの要件に応じて、降圧コンバータ TPS56020 を使用して 12V レールを 5V レールに変換し、LDO TLV75533 を使用して 5V レールを 3.3V レールに変換します。

3.2.3.5 受動部品の選定

図 3-9 に示すように、DC/AC 段には複数の受動部品が存在します。各受動部品の設計に関する理論は、以下のセクションで詳細に説明しています。EMI フィルタは、2 つの昇圧インダクタ、2 つの同相モード チョーク、および C_x と C_y の安全コンデンサのネットワークで構成されています。

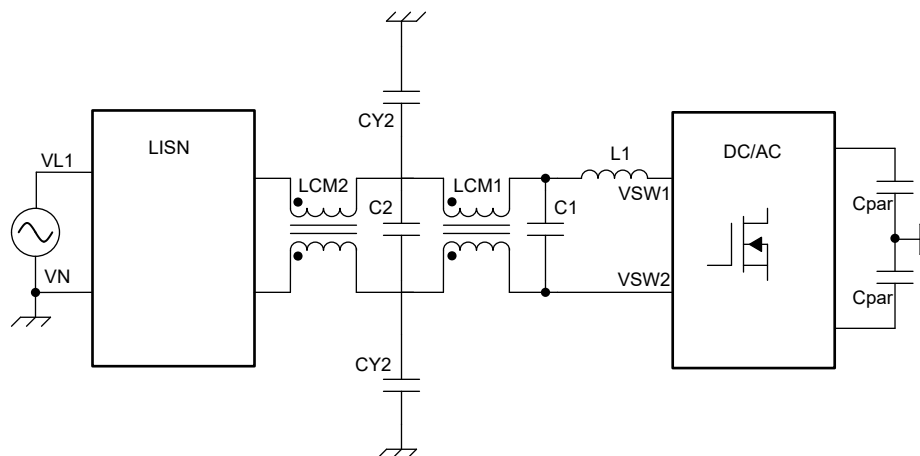


図 3-9. DC/AC フィルタのブロック図

昇圧インダクタの選択

昇圧インダクタの設計は、フィルタ効率を最大限に高め、フィルタ容積を最小限に抑えることができる最適な EMI フィルタを見つけるのに不可欠です。昇圧インダクタの主な役割は、スイッチング周波数の高調波を除去することであり、電流リップルの計算を考慮し、計算された電流リップルを許容できるコアの材質を選択する必要があります。昇圧インダクタはさらに分割されて、同相モードフィルタリング能力が向上し、個別のスイッチングノードのフィルタリング能力も向上しています。

多くの規格のエミッション マスクは 150kHz から始まるため、スイッチング周波数を 150kHz 未満に設定することは良い設計手法と言えます。この設計では、H ブリッジ バイポーラトポロジと HERIC DC/AC トポロジに対して 87kHz/89kHz のスイッチング周波数を選択しています。ユニポーラ変調方式の H ブリッジの場合、トポロジの定義によって、出力 EMI フィルタでスイッチング周波数の影響が 2 倍になります。そのため、スイッチング周波数には 43.5kHz/44.5kHz を採用しています。動作周波数 87kHz/89kHz を選択することで、基本波の減衰はそれほど必要ではありませんが、2 次、3 次などの連続する高調波には減衰が必要です。230V_{AC} 出力の場合、昇圧インダクタには 30% の電流リップル係数を選択しています。インダクタンス値を、式 16 で計算します。

$$L \geq \frac{520 \text{ V}}{4 \times \left(\frac{4600 \text{ W}}{230 \text{ V}} \right) \times \sqrt{2} \times 0.3 \times 87000 \text{ Hz}} \quad (16)$$

インダクタンス値は 176μH と算出されます。定格 87μH、20_{RMS} のインダクタである Bourns 145453 を選択します。インダクタは両方のレグで分割され、同相モード能力が向上しています。一般に、昇圧インダクタは差動モード ノイズと同相モード ノイズの減衰に寄与します。

• C_X 容量の選択

Class-X (C_X) と Class-Y (C_Y) コンデンサは安全認証を取得したコンデンサで、通常、EMI の発生を最小限に抑える AC ライン フィルタリング アプリケーションで使用されます。さらに、X コンデンサは差動モード干渉から保護するために電力線と中間線との間に接続され、Y コンデンサは同相モード ノイズを除去するように設計されています。同相モード チョーク コイルは、同相モード ノイズを抑制するために使用されます。

C_X は、電力線と電力線、または電力線と中間線と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 17 の値に等しくなります。

$$Q = V_g^2 \times 2\pi f_g \times C_X \quad (17)$$

10% 負荷では、0.9 (26°) に等しい力率が要件として設定されています。したがって、無効電力の量は式 18 のように制限されます。

$$Q_{max} = 0.1 \times P_{nom} \times \tan \phi \quad (18)$$

容量の最大値は式 17 と式 18 から計算でき、13.5μF になります。それぞれ 4.7μF の値を持つ 2 つの C_X コンデンサを選択します。

• C_Y 容量の選択

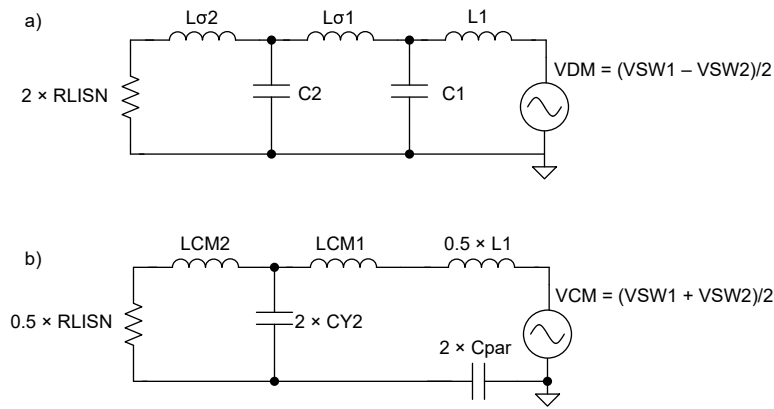
デバイスの損傷や感電を防止するために、わずかなリーク電流 (通常は 5 ~ 30mA) でも検出し、迅速に (< 30ms) 接続を切り離す必要があります。リーク電流の問題については、リーク電流値 100mA が最長 0.04 秒続く場合、トランスレス インバータを搭載した PV システムの使用を停止しなければならないとする規格があります。合計で 13.6nF の容量が接地されている状態で、Y コンデンサを流れるリーク電流は式 19 で計算できます。

$$I_Y - C_{ap} = V \times 2\pi f_g \times C_Y \quad (19)$$

グリッド電圧が 230V_{RMS} の場合、この値は 0.98mA < 30mA となるため、システム要件を満たしています。

• EMI フィルタの設計

以下の EMI フィルタは、グリッドに流入する差動モードと同相モードの両方のノイズを減衰させるように設計します。EMI フィルタは、同相モードおよび差動モード領域で解析できます。図 3-10 に示す EMI フィルタから、部分 a) および b) にそれぞれ示す同相および差動モード等価回路を導くことができます。ここで、L_σ はコモン モード チョークのリークインダクタンスを表します。



a) 差動モードの等価モデル

b) 同相モードの等価モデル

図 3-10. EMI フィルタの設計

表 3-4 に示すように、DC および CM モードに必要な減衰が計算され、EMI フィルタの設計に使用されます。

表 3-4. EMI フィルタの値

パラメータ	値
L1	87μH
CX1	4.7μF
Lcm1	Lcm 4mH、Lσ 4μH
CX2	4.7μF
Lcm2	Lcm 4mH、Lσ 4μH
CY2	6.8nF

この EMI フィルタには 2 つの Bourns CMC (047708) が使用されています。

• DC リンク容量

単相アプリケーションでは、グリッドからの電力リップルが存在し、それが DC リンクに電圧リップルを引き起こす可能性があります。DC リンクコンデンサの値は、式 20 で計算します。

$$C_{out} \geq \frac{4600 \text{ W}}{2 \times 400 \times \pi \times 50 \text{ Hz} \times 46 \text{ V}} \quad (20)$$

4.6kW、400V、50Hz の動作条件に対して、800μF の総容量が計算されます。このアプリケーションでは、ALH82(1)161DD600 デバイスのうち 5 つが選択されます。なお、電解コンデンサに流れるリップル電流については、使用されているコンデンサ モデルで対応可能です。

3.3 主な使用製品

3.3.1 TMDSCNCD28P55X - controlCARD 評価基板

TMDSCNCD28P55X は、テキサス・インスツルメンツの C2000™ マイクロコントローラシリーズの F28P55x デバイスに適した、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。

3.3.2 TMDSCNCD280039C - C2000™ マイコン controlCARD™ 向けの TMS320F280039C 評価基板

テキサス・インスツルメンツの F280039C controlCARD (TMDSCNCD280039C) は、F28003x デバイスについて学習し、試行するのに最適です。F28003x デバイスは、テキサス・インスツルメンツの C2000™ ファミリのマイコン (MCU) です。この 120 ピン controlCARD は、ほとんどの環境で動作できる、適切にフィルタリングされた堅牢な設計を実現することを意図しています。

controlCARD™ の特長は次のとおりです。

- F280039C マイコン – 高性能 C2000 マイコンは controlCARD 上に実装されています。
- 120 ピン HSEC8 エッジカード インターフェイス – 180 ピン controlCARD ベースのすべてのアプリケーションキット、C2000 の controlCARD との互換性を確保できます。
- 内蔵された絶縁 JTAG エミュレーション – XDS110 エミュレータは、ハードウェアを追加することなく、Code Composer Studio™ への便利なインターフェイスを提供します。スイッチを反転させると、外部 JTAG エミュレータが使えるようになります。
- 内蔵の絶縁型電源 – 絶縁バリアを通して、USB Type-C® コネクタから 5V 電源を供給します。controlCARD に十分に電力を供給し、USB Type-C コネクタから controlCARD を動作させることができます。F280039C は USB ポートから完全に絶縁されています。
- 自動電源切り換え - 外部 5V 電源が存在する場合、controlCARD は自動的に外部 5V 電源に切り換わります。追加の設定は必要ありません。

このデバイスの詳細については、[TMDSCNCD280039C](#) の製品ページを参照してください。

3.3.3 LMG3522R030 ドライバ、保護機能、温度レポート機能内蔵、650V、30mΩ の GaN FET

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に対応するシリコンドライバを内蔵しています。テキサス・インスツルメンツの統合型高精度ゲートバイアスは、ディスクリットシリコンゲートドライバと比較して、より広いスイッチング SOA をもたらします。この統合とテキサス・インスツルメンツの低インダクタンスパッケージの組み合わせにより、ハードスイッチング電源トポロジでノイズの少ないスイッチングとリンギングの最小化を実現できます。調整可能なゲートドライブ強度により、20V/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。

このデバイスの詳細については、[LMG3522R030](#) の製品ページを参照してください。

3.3.4 TMCS1123 - 高精度ホール効果電流センサ

TMCS1123 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を行わない場合、温度と寿命に対する最大誤差の合計が 1.75% 未満であり、1 回限りの室温キャリブレーション (寿命と温度ドリフトの両方を含む) を行う場合、最大誤差の合計が 1% 未満となります。AC または DC 入力電流は内部導体を流れて磁界を生成し、内蔵のオンチップホール効果センサにより測定します。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。導体抵抗が小さいと、測定可能な電流範囲が最大 $\pm 96\text{ A}$ 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。5000V_{RMS} に耐える絶縁と、最小 8.1mm の沿面距離および空間距離により、最大 1100VDC の信頼性の高い寿命の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、TMCS1123 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。

このデバイスの詳細については、[TMCS1123](#) の製品ページを参照してください。

3.3.5 AMC1302 - 高精度、±50mV 入力、強化絶縁型アンプ

AMC1302 は高精度の絶縁型アンプで、磁気干渉に対して高い耐性のある絶縁バリアにより、入力側と出力側の回路が分離されています。この絶縁バリアは、VDE V 0884-11 および UL1577 に従って最大 5kV_{RMS} の強化ガルバニック絶縁を達成していることが認証されており、最大 1.5kV_{RMS} の使用電圧に対応しています。この絶縁バリアは、異なる同相電圧レベルで動作するシステム領域を分離し、危険な電圧と損傷から低電圧側を保護します。AMC1302 の入力は、低インピーダンスのシャント抵抗またはその他の信号レベルが小さい低インピーダンス電圧源と直接接続できるように最適化されています。優れた DC 精度と低い温度ドリフトによって、PFC 段、DC/DC コンバータ、AC モーター、サーボドライブなどの高精度な電流制御が -40°C~+125°C までの広範な産業用温度範囲にわたってサポートされます。シャント喪失およびハイサイド電源喪失検出機能が内蔵されているため、システム レベルの設計と診断が容易に行えます。

このデバイスの詳細については、[AMC1302](#) の製品ページを参照してください。

3.3.6 ISO7741 信頼性の高い EMC 特性、クワッドチャネル (順方向 3、逆方向 1)、強化絶縁型デジタル アイソレータ

ISO7741 デバイスは、高性能なクワッド チャネル デジタル アイソレータで、UL 1577 準拠の 5000V_{RMS} (DW パッケージ) および 3000V_{RMS} (DBQ パッケージ) の絶縁定格を備えています。このファミリのデバイスは、VDE、CSA、TUV、CQC に従って絶縁定格が強化されています。ISO7741B デバイスは、基本絶縁定格のみを要件とするアプリケーション向けに設計されています。ISO774x デバイスは、CMOS または LVCMOS デジタル I/O を絶縁しながら、低消費電力で高い電磁気耐性と低い放射を実現します。各絶縁チャネルは、二酸化ケイ素 (SiO₂) の二重の容量性絶縁バリアで分離されたロジック入力および出力バッファを備えています。これらのデバイスにはイネーブルピンがあり、対応する出力を高インピーダンスに移行して、マルチマスタ駆動アプリケーションに使用でき、また、消費電力を低減できます。ISO7740 デバイスは 4 チャネルすべてが同じ方向であり、ISO7741 デバイスには 3 つの順方向チャネルと 1 つの逆方向チャネル、ISO7742 デバイスには 2 つの順方向チャネルと 2 つの逆方向チャネルがあります。

このデバイスの詳細については、[ISO7741](#) の製品ページを参照してください。

3.3.7 ISO7762 信頼性の高い EMC 特性、6 チャネル (順方向 4、逆方向 2)、強化絶縁型デジタル アイソレータ

ISO7762 デバイスは、高性能な 6 チャネル デジタル アイソレータで、UL 1577 準拠の 5000V_{RMS} (DW パッケージ) および 3000V_{RMS} (DBQ パッケージ) の絶縁定格を備えています。このファミリのデバイスは、VDE、CSA、TUV、CQC についても認定済みです。ISO776x ファミリのデバイスは高い電磁気耐性と低い放射を低消費電力で提供するとともに、CMOS または LVCMOS デジタル I/O を絶縁しています。それぞれの絶縁チャネルにはロジック入力およびロジック出力バッファがあり、二重の容量性二酸化ケイ素 (SiO₂) の絶縁バリアによって分離されています。ISO776x デバイスファミリは、6 つのチャネルすべてが同じ方向、または 1 つ、2 つ、または 3 つのチャネルが逆方向で、残りのチャネルが順方向など、考えられるすべてのピン構成で利用可能です。

このデバイスの詳細については、[ISO7762](#) の製品ページを参照してください。

3.3.8 UCC14131-Q1 車載用、1.5W、12V~15V V_{IN}、12V~15V V_{OUT}、高密度、5kV_{RMS} 超の絶縁型 DC/DC モジュール

UCC14131-Q1 は、GaN、IGBT、SiC、または Si ゲートドライバへの電力供給を目的として設計された車載認定済み高絶縁電圧 DC/DC 電源モジュールです。UCC14131-Q1 は、変圧器と DC/DC コントローラを独自のアーキテクチャで統合しており、非常に低い放射で高効率を実現します。GaN および Si MOSFET の駆動用 12V レギュレーション済みの入力から絶縁型の 12V 出力、および 15V レギュレーション済みの入力から絶縁型の 15V または 18V 出力を供給して、SiC MOSFET または IGBT のドライバ回路にバイアスを供給できます。高精度により優れたチャネル拡張を実現し、パワー デバイスのゲートに過大なストレスを与えずにシステム効率を向上させます。UCC14131-Q1 は、高効率で、最大 1.5W (代表値) の絶縁出力電力を供給します。必要な外付け部品が最小限で、オンチップのデバイス保護機能が内蔵されており、入力低電圧誤動作防止、過電圧誤動作防止、出力電圧パワーグッド コンパレータ、過熱シャットダウン、ソフトスタート タイミング、調整可能で絶縁された正負出力電圧、イネーブルピン、オープンドレイン出力パワーグッドピンなどの追加機能を備えています。

このデバイスの詳細については、[UCC14131-Q1](#) の製品ページを参照してください。

3.3.9 ISOW1044 DC/DC 電源内蔵、低放射、5kV_{RMS}、絶縁型 CAN FD トランシーバ

ISOW1044 デバイスは、ガバナック絶縁されたコントローラ エリア ネットワーク (CAN) トランシーバで、絶縁型 DC/DC コンバータが内蔵されており、スペースに制約のある絶縁設計のための別の絶縁型電源が不要になります。低放射の絶縁型 DC/DC コンバータは、単純な 2 層 PCB でフェライト ビーズを 2 個使用するだけで、CISPR 32 放射エミッション Class B 規格に適合可能です。基板上の他の回路への電力供給には、追加の 20mA 出力電流を使用できます。10Mbps GPIO チャンネルを内蔵しているため、追加のデジタル アイソレータやフォトカプラを使わずに、診断、LED 表示、電源監視が可能です。

このデバイスの詳細については、[ISOW1044](#) の製品ページを参照してください。

3.3.10 ISOW1412 電源内蔵、低放射、500kbps、強化絶縁型 RS-485/RS-422 トランシーバ

ISOW1412 デバイスは、ガバナック絶縁型 RS-485/RS-422 トランシーバで、絶縁型 DC/DC コンバータが内蔵されており、スペースに制約のある絶縁設計のための別の絶縁型電源が不要になります。低放射の絶縁型 DC-DC コンバータは、単純な 2 層 PCB でフェライト ビーズを 2 個使用するだけで、CISPR 32 放射エミッション Class B 規格に適合可能です。基板上の他の回路への電力供給には、追加の 20mA 出力電流を使用できます。2Mbps GPIO チャンネルを内蔵しているため、追加のデジタル アイソレータやフォトカプラを使わずに、診断、LED 表示、電源監視が可能です。

このデバイスの詳細については、[ISOW1412](#) の製品ページを参照してください。

3.3.11 OPA4388 クワッド、10MHz、CMOS、ゼロドリフト、ゼロ クロスオーバー、真の RRIO 高精度オペアンプ

OPA4388 は、超低ノイズ、高速セトリング、ゼロドリフト、ゼロ クロスオーバーの高精度オペアンプで、レール ツー レール入出力動作を実現しています。これらの機能に加え、非常に優れた AC 性能と、わずか 0.25μV のオフセット、温度範囲全体で 0.005μV/°C のドリフト係数により、OPA4388 は高精度のアナログ/デジタル コンバータ (ADC) の駆動や、高分解能のデジタル/アナログ コンバータ (DAC) の出力のバッファリングに理想的です。この設計により、アナログ/デジタル コンバータ (ADC) の駆動時に直線性の低下がなく、優れた性能を発揮します。OPA388 (シングル バージョン) は VSSOP-8、SOT23-5、SOIC-8 パッケージで供給されます。OPA2388 (デュアル バージョン) は VSSOP-8 および SO-8 パッケージで供給されます。OPA4388 (クワッド バージョン) は TSSOP-14 および SO-14 パッケージで供給されます。すべてのバージョンは産業用温度範囲 (-40°C ~ +125°C) で仕様が規定されています。

このデバイスの詳細については、[OPA4388](#) の製品ページを参照してください。

3.3.12 OPA2388 デュアル、10MHz、CMOS、ゼロドリフト、ゼロ クロスオーバー、真の RRIO 高精度オペアンプ

OPA2388 は、超低ノイズ、高速セトリング、ゼロドリフト、ゼロ クロスオーバーの高精度オペアンプで、レール ツー レール入出力動作を実現しています。これらの機能に加え、非常に優れた AC 性能と、わずか 0.25μV のオフセット、温度範囲全体で 0.005μV/°C のドリフト係数により、OPA2388 は高精度のアナログ/デジタル コンバータ (ADC) の駆動や、高分解能のデジタル/アナログ コンバータ (DAC) の出力のバッファリングに理想的です。この設計により、アナログ/デジタル コンバータ (ADC) の駆動時に直線性の低下がなく、優れた性能を発揮します。OPA388 (シングル バージョン) は VSSOP-8、SOT23-5、SOIC-8 パッケージで供給されます。OPA2388 (デュアル バージョン) は VSSOP-8 および SO-8 パッケージで供給されます。OPA4388 (クワッド バージョン) は TSSOP-14 および SO-14 パッケージで供給されます。すべてのバージョンは産業用温度範囲 (-40°C ~ +125°C) で仕様が規定されています。

このデバイスの詳細については、[OPA2388](#) の製品ページを参照してください。

3.3.13 INA181 26V、双方向、350kHz、電流センス アンプ

INA181 は、コストを最適化したアプリケーション向けに設計された電流センス アンプです。このデバイスは、双方向の電流センス アンプ (電流シャント モニタとも呼ぶ) のファミリーに属し、電源電圧にかかわらず、-0.2V ~ 26V の同相電圧において、電流センス抵抗の両端の電圧降下を検出できます。INAx181 ファミリーは、整合抵抗ゲイン回路を、4 つの固定ゲイン デバイス オプション (20V/V、50V/V、100V/V、または 200V/V) に統合しています。この整合ゲイン抵抗回路により、ゲイン誤差が最小限に抑えられ、温度ドリフトが低減されます。これらのデバイスは、2.7V ~ 5.5V の単一電源で動作します。シングル チャンネルの INA181 は最大消費電流が 260μA、デュアル チャンネルの INA2181 は 500μA、クワッド チャンネルの INA4181 は 900μA です。INA181 は、6 ピンの SOT-23 パッケージで供給されます。INA2181 は、10 ピンの

SOICVSSOP パッケージと WSON パッケージで供給されます。INA4181 は 20 ピンの TSSOP パッケージで供給されます。すべてのデバイス オプションは、拡張動作温度範囲の $-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ で動作が規定されています。

このデバイスの詳細については、[INA181](#) の製品ページ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

このリファレンス デザインのハードウェアは以下で構成されます。

- 1 x TIDA-010938 DC/DC 基板
- 1 x TIDA-010938 DC/AC 基板
- TMDSCNCD280039C 制御カードまたは TMDSCNCD28P55X 制御カード
- USB Type-C® ケーブル
- USB アイソレータ
- ノートブック PC

DUT への電力供給と評価には、以下の試験装置が必要です。

- 1 次側基板電源用の絶縁 12V、> 2A ベンチ型電源
- 2 x DC 電源 (> 500V、> 30A)
- 1 x DC 負荷 (> 520V、> 30A)
- 1 x 双方向 AC グリッド エミュレータ (>230V_{RMS}、20A_{RMS})

以下のテスト装置を使用して、DUT を単独運転防止試験で評価しています。

- TIDA-010938 ボード
- TMDSCNCD28P55X 制御カード
- ノート PC、USB ケーブルなど
- DC 電源: Keysight N8950A
- AC 電源: Chroma AC ソース 61611
- トランス: E50476 WJ155-M
- 抵抗: TE2000B33RJ
- コンデンサ: B32354S2256K010
- インダクタ: 195R20
- ソリッド ステート リレー
- リレー ドライブ回路
- オシロスコープ: Wavesurfer HD
- 電圧および電流のプロローブ

4.1.1 その他のハードウェアに関する推奨事項

1. マイコンの GND は、電源の負レールに接続されます。したがって、この設計には絶縁型の 12V 電源と USB アイソレータが必要です。
2. DC Bus+ と DC Bus- が両方の基板間に接続されていること、およびすべての制御信号が正しく接続されていることを確認してください。
3. E1 バージョンの TIDA-010938 の DC/DC 基板と AC/DC 基板については、以下の変更を実装しています。E2 バージョンには、すべての変更が含まれています。
 - DC/DC 基板
 - a. C16 を 100nF に変更
 - b. R144 を 1kΩ に変更
 - c. C1 を 10μF に変更
 - d. L18 を (145454) に変更
 - e. R148、R160、R161、R162、R163、R164、R165、R166 の各抵抗を取り外し、短絡させます。
 - AC/DC 基板
 - a. U16 を TMCS1123B1 バージョンに変更
 - b. K1 および K2 の各リレーを定格 20A のリレーに変更
 - c. F1 および F2 の各ヒューズを定格 25A のヒューズに変更
 - d. L11 および L12 には CMC (047708) を使用

- e. 電解コンデンサの追加 (C2、C3、C4、C5 に加えて) – ALALH82D161DD600
- f. ネットを交換
- g. R10、R30、R40、R44、R60、R74 を 56k Ω に変更
- h. C13、C26、C51、C41、C42、C59、C71、C96、C86、C87 を 330pF に変更
- i. R93 を 33k Ω に変更
- j. R97 を取り外し、R98 を 0.1 Ω に変更
- k. L13 を、DC およびピーク電流定格 (3A) がより高いパワー インダクタに変更

COMMUNICATION WITH BATTERY

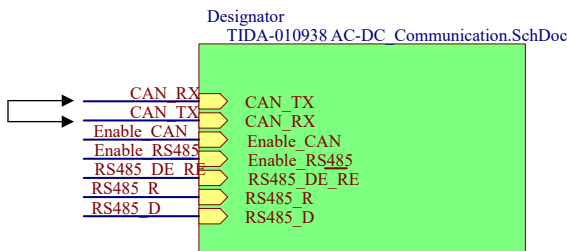


図 4-1. AC/DC 基板の変更

4.2 テスト設定

推奨されるテストシーケンスは次のとおりです。

1. 昇圧段の入力側に 2 つの独立した DC 電源、出力側に DC 負荷が接続された DC/DC 基板
2. 双方向 DC/DC 段の入力側に DC 電源、出力側に DC 負荷が接続された DC/DC 基板
3. 双方向 DC/DC 段の出力側に DC 電源、入力側に DC 負荷が接続された DC/DC 基板
4. 入力側に DC 電源、出力側に抵抗性負荷が接続された DC/AC 基板
5. 入力側に DC 電源、出力側に AC 負荷が接続された DC/AC 基板
6. スtring入力側に 2 つの独立した DC 電源、出力側に AC 負荷が接続された両基板
7. String入力側に 2 つの独立した DC 電源、双方向 DC/DC 段に DC 負荷、出力側に AC 負荷が接続された両基板
8. 単独運転防止設定の DC/AC 基板 (セクション 4.2.3 を参照)。

詳細については、ソフトウェアのユーザーガイドを参照してください。

4.2.1 昇圧段

図 4-2 に、基板の接続を示します。安全性を確保するために、DC 電源の適切な電圧と電流の制限が設定されていることを確認してください。DC 負荷は、必要な電圧と電流の制限が設定された定電圧モードに構成する必要があります。DC/DC 基板の DC バスは、DC/AC 基板の DC バスに接続され、制御信号のコネクタも接続されています。DC 負荷は、最大 520V の DC バス電圧と適切な電流制限が設定された定電圧モードで構成する必要があります。

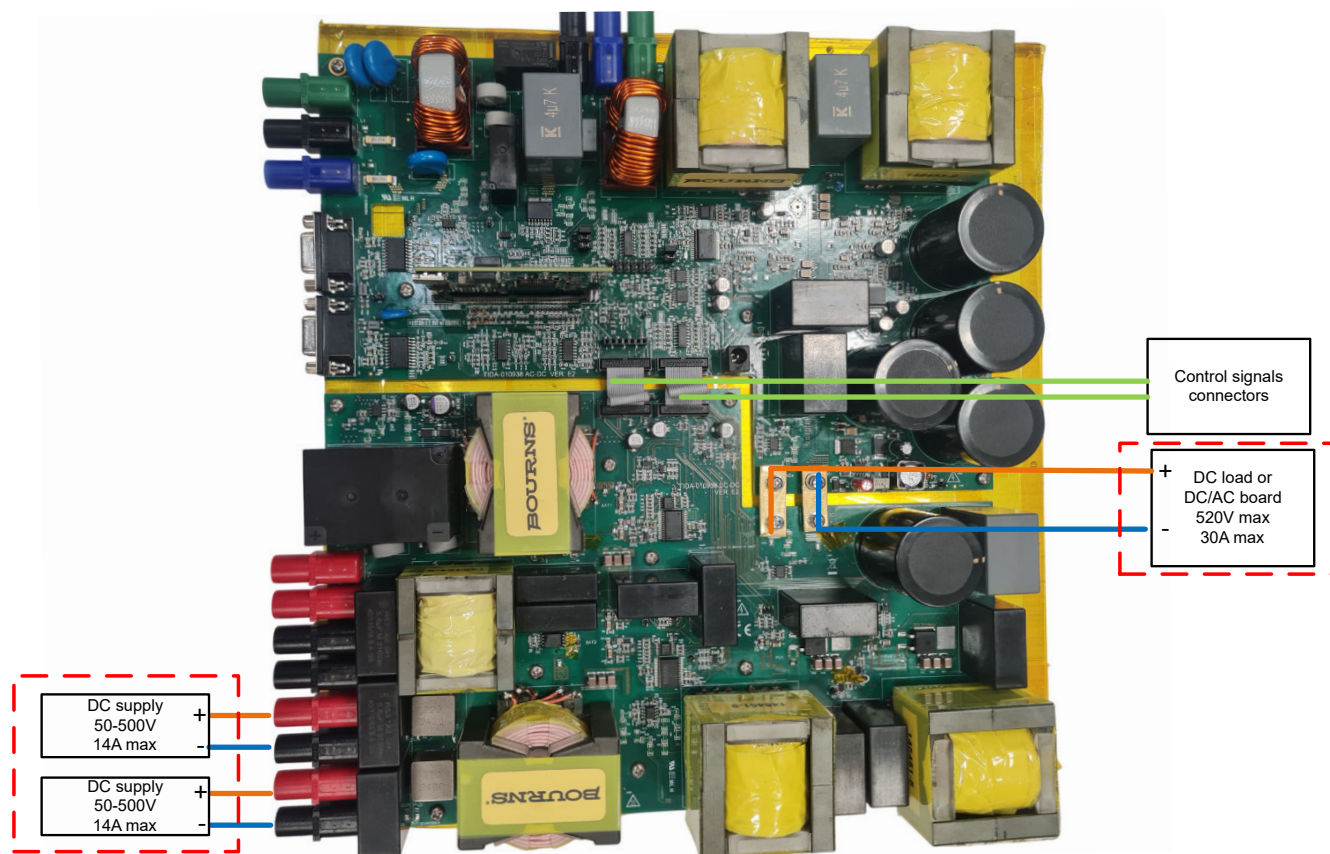


図 4-2. 昇圧コンバータのテスト用接続

4.2.2 双方向 DC/DC 段

4.2.2.1 降圧モード

図 4-3 に、基板の接続を示します。安全性を確保するために、DC 電源の適切な電圧と電流の制限が設定されていることを確認してください。DC 負荷は、必要な電圧と電流の制限が設定された定電圧モードに構成する必要があります。DC/DC 基板の DC バスは、DC/AC 基板の DC バスに接続され、制御信号のコネクタも接続されています。DC 電源は、最大 500V の DC バス電圧と最大 30A の電流で定電圧モードに構成する必要があります。

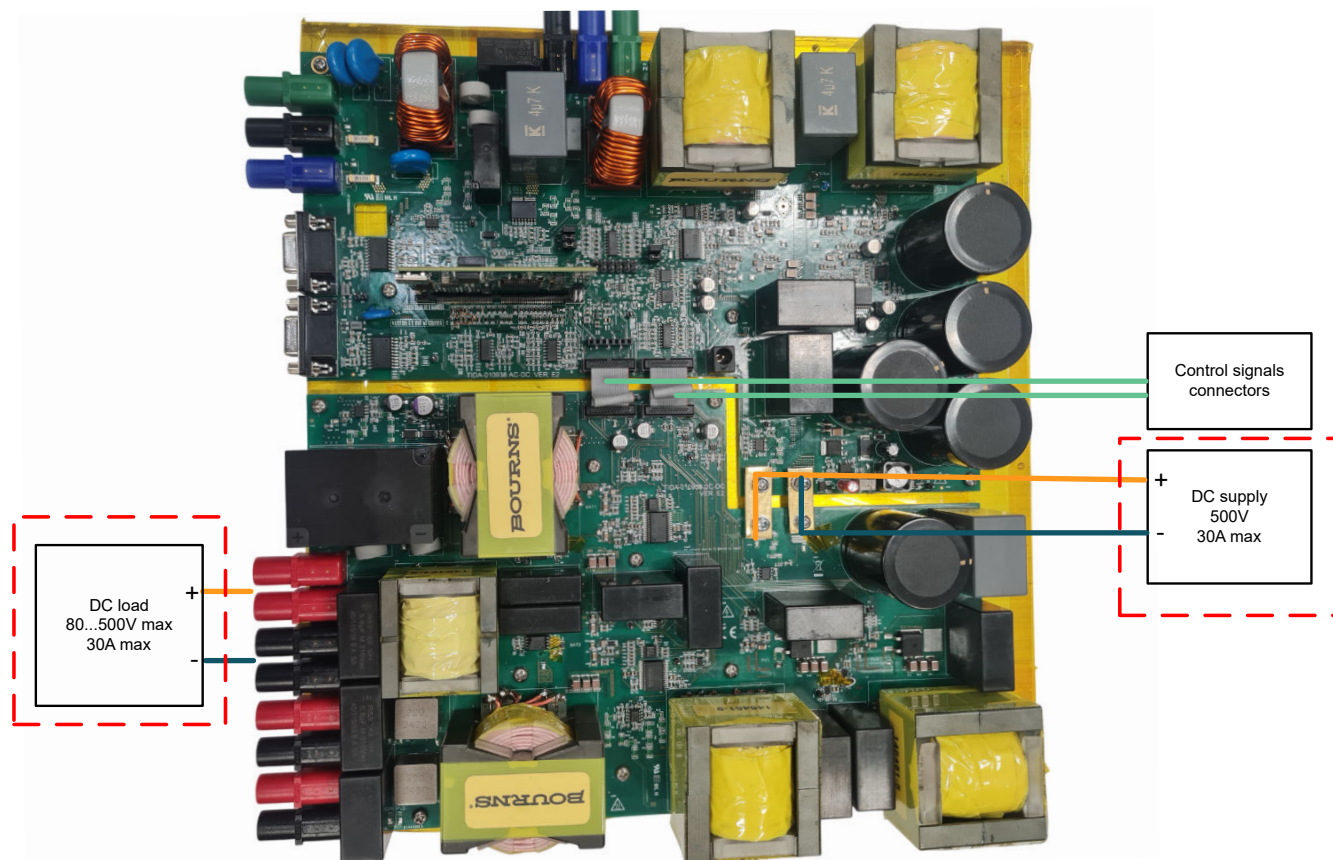


図 4-3. 降圧モードにおける双方向 DC/DC のテスト用接続

4.2.2.2 昇圧モード

図 4-4 に、基板の接続を示します。安全性を確保するために、DC 電源の適切な電圧と電流の制限が設定されていることを確認してください。DC 負荷は、必要な電圧と電流の制限が設定された定電圧モードに構成する必要があります。DC/DC 基板の DC バスは、DC/AC 基板の DC バスに接続され、制御信号のコネクタも接続されています。DC 負荷は、最大 520V の DC バス電圧と最大 30A の電流で定電圧モードに構成する必要があります。

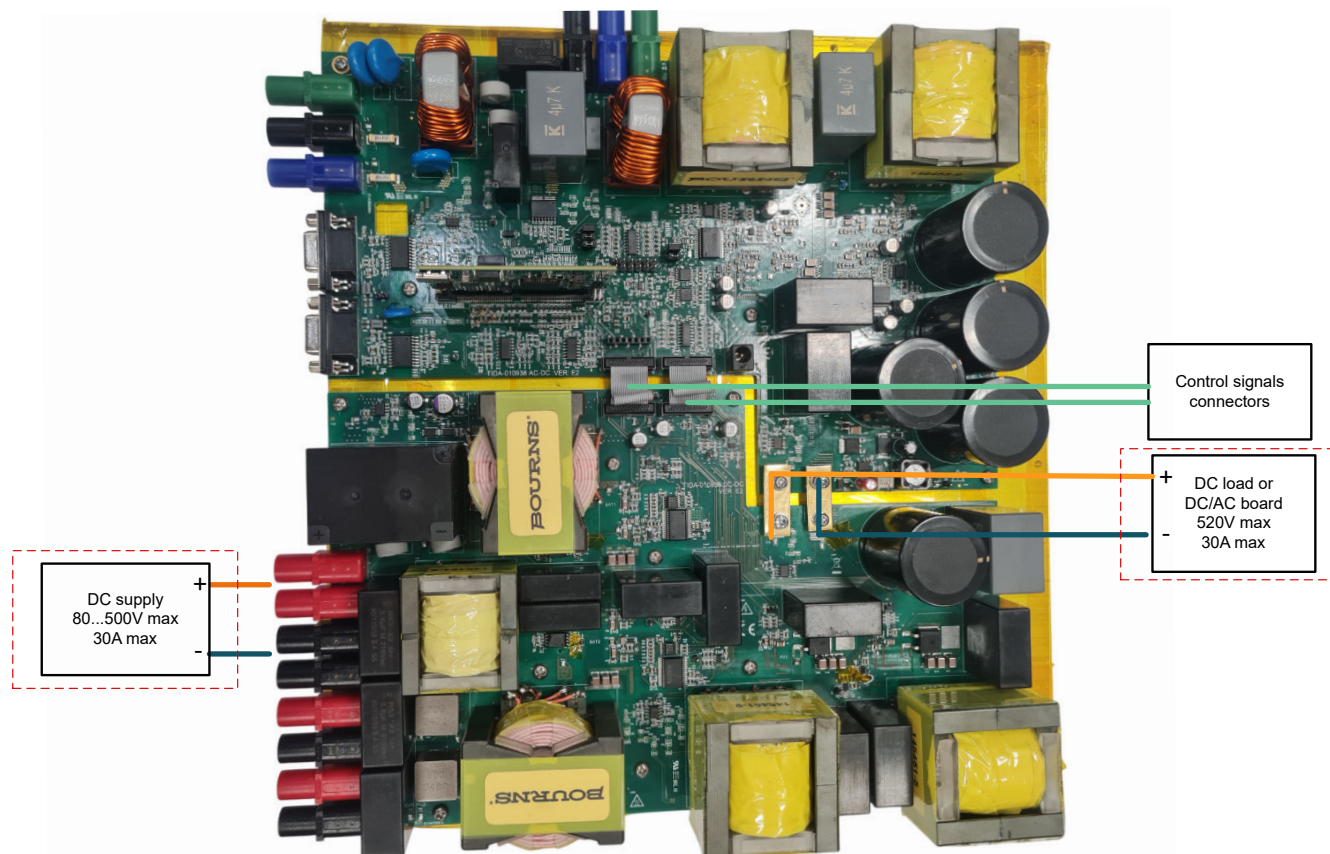


図 4-4. 昇圧モードにおける双方向 DC/DC のテスト用接続

4.2.3 DC/AC 段

E1 バージョンの TIDA-010938 AC/DC 基板の場合、以下のハードウェア変更を実装して、さまざまな変調方式でシステムを動作させます。

- **HERIC**
 - R20、R22、R54、R56、R257、R269 のはんだを除去し、それぞれ短絡させます
- **H ブリッジ バイポーラ**
 1. R22、R56 のはんだを除去し、それぞれ短絡させます
 2. R257 のはんだを除去し、短絡させます
 3. R269 のはんだを除去し、R269-2 を R249-2 に接続します
 4. R20 のはんだを除去し、R20-2 を R243-2 に接続します
 5. R54 のはんだを除去し、R54-2 を R241-2 に接続します
- **H ブリッジ ユニポーラ**
 1. R22、R56 のはんだを除去し、それぞれ短絡させます
 2. R257、R269 のはんだを除去し、それぞれ短絡させます
 3. R35 のはんだを除去し、R35-2 と R249-2 を接続します
 4. R69 のはんだを除去し、R69-2 と R245-2 を接続します
 5. R20 のはんだを除去し、R20-2 を R243-2 に接続します
 6. R54 のはんだを除去し、R54-2 を R241-2 に接続します

E2 バージョンの TIDA-010938 AC/DC 基板の場合、以下のジャンパが接続されて、さまざまな変調方式を実行することを確認します。

- **HERIC**

- ジャンパ J22、J23、J24、J25、J26 を接続します
- **H ブリッジ バイポーラ**
 - ジャンパ J4、J5、J13、J21、J22 を接続します
- **H ブリッジ ユニポーラ**
 - ジャンパ J4、J5、J13、J14、J20 を接続します

ソフトウェアの変更については、ソフトウェアユーザーガイドを参照してください。

図 4-5 に、基板の接続を示します。安全性を確保するために、DC 電源と AC グリッド シミュレータで適切な電圧と電流の制限が選択されていることを確認してください。DC 電源は、必要な電圧と電流の制限が設定された定電圧モードに構成する必要があります。DC/DC 基板の DC バスは、DC/AC 基板の DC バスに接続され、制御信号のコネクタも接続されています。双方向 AC グリッド シミュレータでは、適切な電圧、周波数、電流が設定されます。

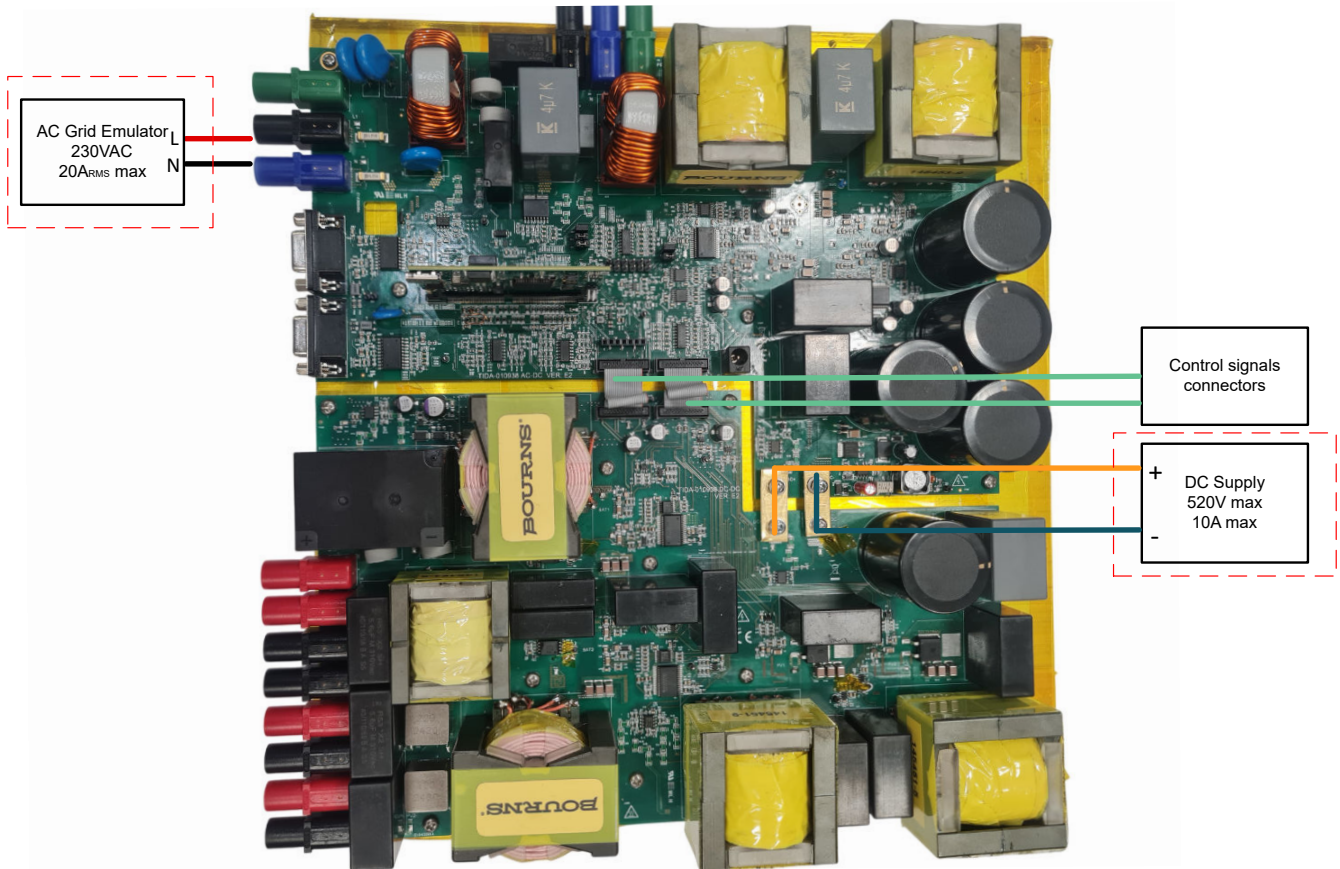


図 4-5. DC/AC のテスト用接続

単独運転防止試験

図 4-6 に、単独運転防止試験のボードの接続を示します。安全性を確保するために、DC 電源と AC グリッド シミュレータで適切な電圧と電流の制限が選択されていることを確認してください。DC 電源は、必要な電圧と電流の制限が設定された定電圧モードに構成する必要があります。DC/DC 基板の DC バスは、DC/AC 基板の DC バスに接続され、制御信号のコネクタも接続されています。双方向 AC グリッド シミュレータでは、適切な電圧、周波数、電流が設定されます。RLC 負荷の組み合わせは、関連するテスト ケースでテストされているパラメータに応じて決定できます。グリッド エミュレータと RLC 負荷は両方とも、制御されたソリッド ステート リレーを介して接続され、制御された高速な接続解除を行います。

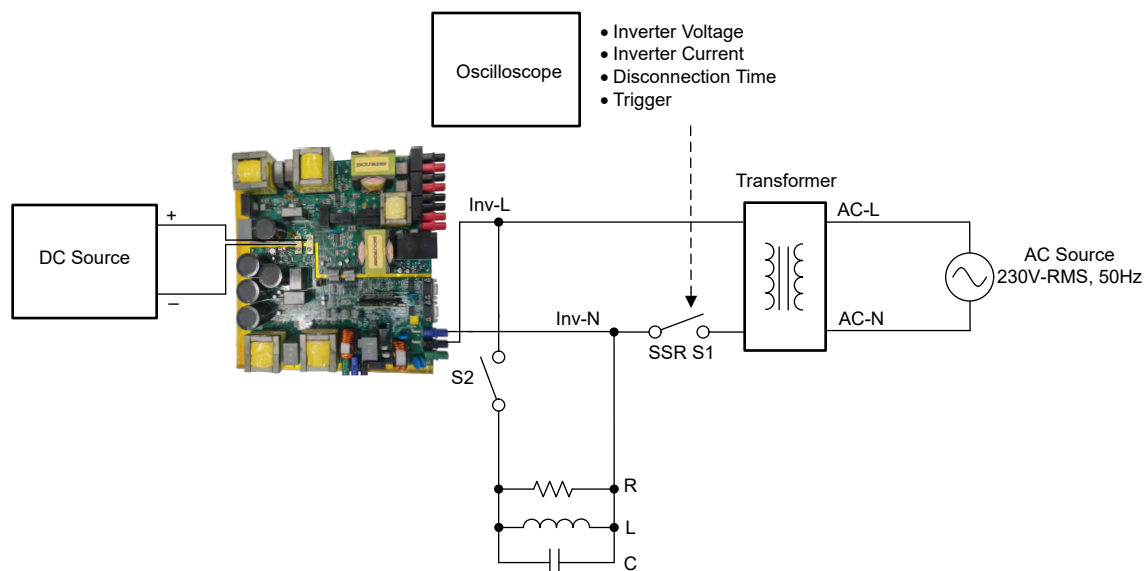


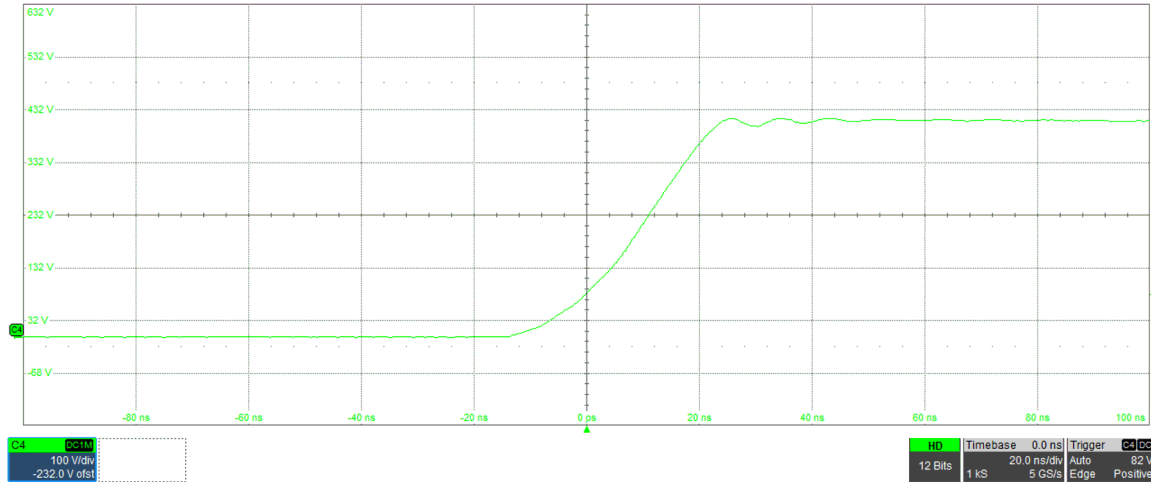
図 4-6. DC/AC コンバータの単独運転防止試験の接続

4.3 テスト結果

4.3.1 昇圧コンバータ

4.3.1.1 スイッチング ノード波形

図 4-7 に、スイッチング ノードの電圧を示します。オーバーシュートとリングングのない鋭いスイッチング エッジを画像からご確認ください。立ち上がり時間は 25ns です。



C4 - スイッチング ノード電圧

図 4-7. 昇圧スイッチング ノード

4.3.1.2 効率の測定

図 4-8 および 表 4-1 に、400V の DC リンク出力での入力 DC/DC 昇圧コンバータの効率を示します。50V、150V、200V、250V、300V、350V の入力ストリング電圧が考慮されています。200V 入力では 98.8% のピーク効率に達成しており、昇圧コンバータがデューティ サイクル 50% のワーストケースのリップル条件を示しています。この表は、コンバータが 350V 入力で、ピーク効率と全負荷効率の両方で約 99.3% に達していることを示しています。

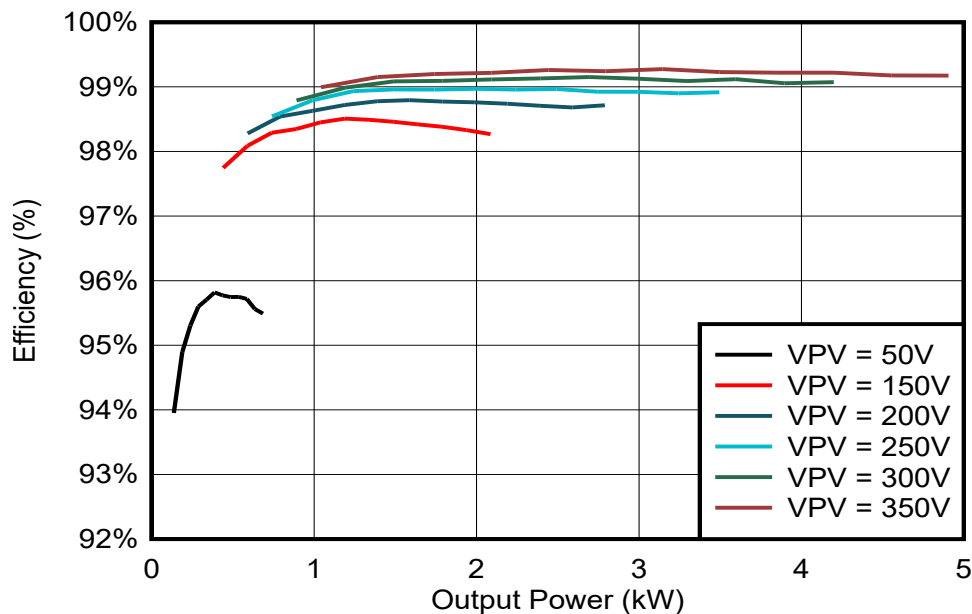


図 4-8. 昇圧コンバータの効率

表 4-1. 昇圧コンバータの効率

出力電力	$V_{PV} = 50V$ での効率	出力電力	$V_{PV} = 150V$ での効率	出力電力	$I_N = 200V$ での効率	出力電力	$I_N = 250V$ での効率	出力電力	$I_N = 300V$ での効率	出力電力	$I_N = 350V$ での効率
0.1kW	95.4%	0.4kW	97.7%	0.6kW	98.3%	0.7kW	98.5%	0.9kW	98.8%	1.0kW	99.0%
0.2kW	94.9%	0.6kW	98.1%	0.8kW	98.5%	1.0kW	98.8%	1.2kW	99.0%	1.4kW	99.2%
0.2kW	95.3%	0.7kW	98.3%	1.0kW	98.6%	1.2kW	98.9%	1.5kW	99.1%	1.7kW	99.2%
0.3kW	95.6%	0.9kW	98.3%	1.2kW	98.7%	1.5kW	99.0%	1.8kW	99.1%	2.1kW	99.2%
0.3kW	95.7%	1.0kW	98.4%	1.4kW	98.8%	1.7kW	99.0%	2.1kW	99.1%	2.4kW	99.3%
0.4kW	95.8%	1.2kW	98.5%	1.6kW	98.8%	2.0kW	99.0%	2.4kW	99.1%	2.8kW	99.3%
0.4kW	95.8%	1.3kW	98.5%	1.8kW	98.8%	2.2kW	99.0%	2.7kW	99.2%	3.1kW	99.3%
0.5kW	95.7%	1.5kW	98.5%	2.0kW	98.8%	2.5kW	99.0%	3.0kW	99.1%	3.5kW	99.2%
0.5kW	95.7%	1.6kW	98.4%	2.2kW	98.7%	2.7kW	98.9%	3.3kW	99.1%	3.8kW	99.2%
0.6kW	95.7%	1.8kW	98.4%	2.4kW	98.7%	3.0kW	98.9%	3.6kW	99.1%	4.2kW	99.2%
0.6kW	95.6%	1.9kW	98.3%	2.6kW	98.7%	3.2kW	98.9%	3.9kW	99.1%	4.6kW	99.2%
0.7kW	95.5%	2.1kW	98.3%	2.8kW	98.7%	3.5kW	98.9%	4.2kW	99.1%	4.9kW	99.2%

4.3.1.3 GaN 接合部温度の測定

図 4-9 に、GaN 動作のワーストケースのデューティ サイクル (たとえば、PV スtring 入力 50V から DC リンク電圧 400V への変換) における GaN 接合部温度を示します。温度は 57°C 以上にはなりません。

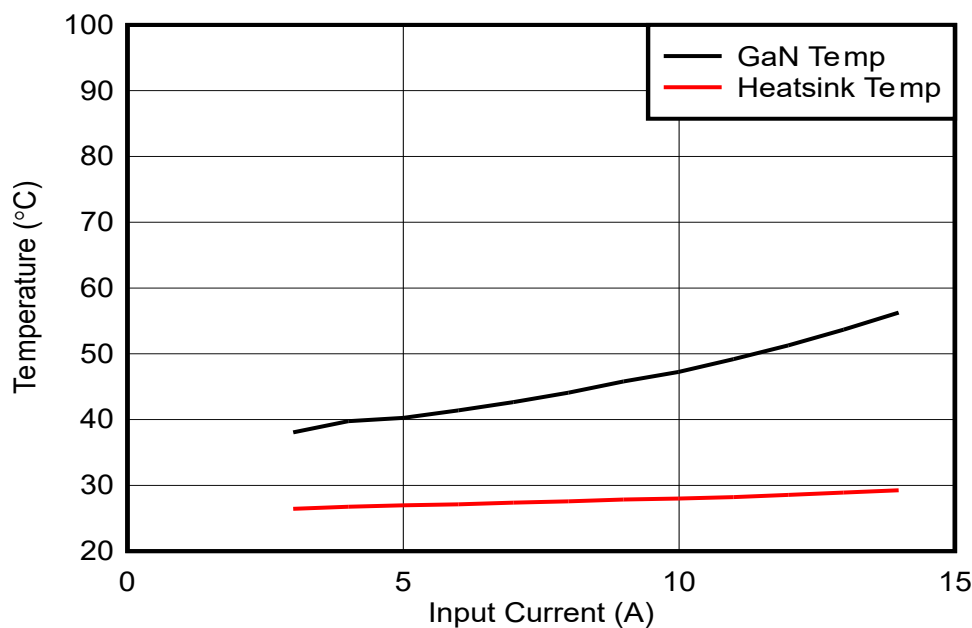


図 4-9. 昇圧コンバータの GaN とヒートシンク温度との関係

4.3.2 双方向 DC/DC コンバータ

4.3.2.1 降圧モード

4.3.2.1.1 効率の測定

図 4-10 および 表 4-2 に、400V の DC リンク出力において降圧モードで機能する双方向 DC/DC コンバータの効率を示します。80V、160V、240V、320V の入力バッテリー電圧が考慮されており、表からは、コンバータがそれぞれ 97.7%、98.9%、99.3%、99.4% のピーク効率を達成していることがわかります。

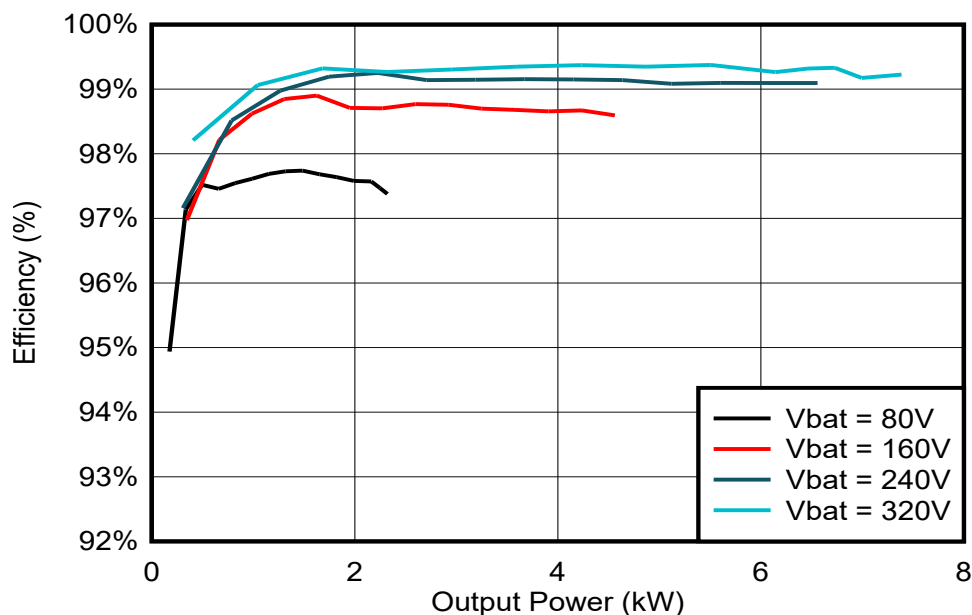


図 4-10. 降圧モードにおける双方向 DC/DC 効率

表 4-2. 降圧モードにおける双方向 DC/DC 効率

出力電力	Vbat = 80V での効率	出力電力	Vbat = 160V での効率	出力電力	Vbat = 240V での効率	出力電力	Vbat = 320V での効率
0.2kW	94.9%	0.3kW	97.0%	0.3kW	97.2%	0.4kW	98.2%
0.3kW	97.1%	0.7kW	98.2%	0.8kW	98.5%	1.0kW	99.1%
0.5kW	97.5%	1.0kW	98.6%	1.3kW	99.0%	1.7kW	99.3%
0.7kW	97.5%	1.3kW	98.8%	1.7kW	99.2%	2.3kW	99.3%
0.8kW	97.5%	1.6kW	98.9%	2.2kW	99.3%	3.0kW	99.3%
1.0kW	97.6%	2.0kW	98.7%	2.7kW	99.1%	3.6kW	99.3%
1.2kW	97.7%	2.3kW	98.7%	3.2kW	99.1%	4.2kW	99.4%
1.3kW	97.7%	2.6kW	98.8%	3.7kW	99.2%	4.9kW	99.3%
1.5kW	97.7%	2.9kW	98.8%	4.2kW	99.2%	5.5kW	99.4%
1.7kW	97.7%	3.2kW	98.7%	4.6kW	99.1%	6.1kW	99.3%
1.8kW	97.6%	3.6kW	98.7%	5.1kW	99.1%	6.5kW	99.3%
2.0kW	97.6%	3.9kW	98.7%	5.6kW	99.1%	6.7kW	99.3%
2.2kW	97.6%	4.2kW	98.7%	6.1kW	99.1%	7.0kW	99.2%
2.2kW	97.5%	4.6kW	98.6%	6.6kW	99.1%	7.4kW	99.2%
2.3kW	97.4%						

4.3.2.1.2 GaN 接合部温度の測定

図 4-11 に、GaN 接合部温度を示します。他の GaN でも温度プロファイルは類似しています。この動作は、400V の DC リンク電圧を 240V の Vbat に変換することに相当します。温度は 54°C 以上にはなりません。

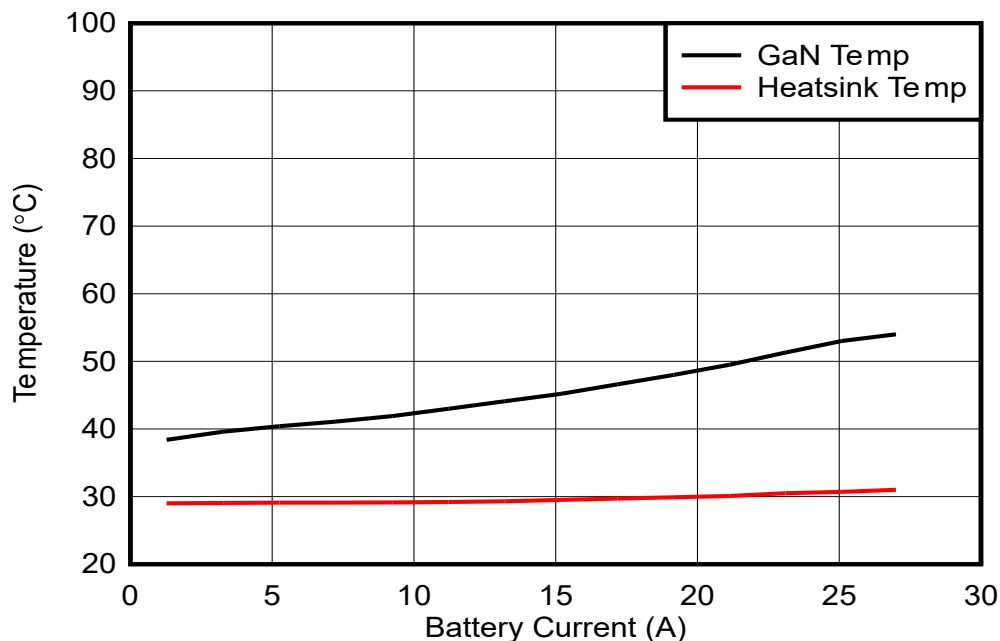


図 4-11. 降圧モードの双方向 DC/DC コンバータの GaN とヒートシンク温度との関係

4.3.2.2 昇圧モード

4.3.2.2.1 効率の測定

図 4-12 および 表 4-3 に、400V の DC バス出力において昇圧モードで機能する双方向 DC/DC コンバータの効率を示します。80V、160V、240V、320V の入力バッテリー電圧が考慮されており、表からは、コンバータがそれぞれ 97.4%、98.7%、99.2%、99.4% のピーク効率を達成していることがわかります。

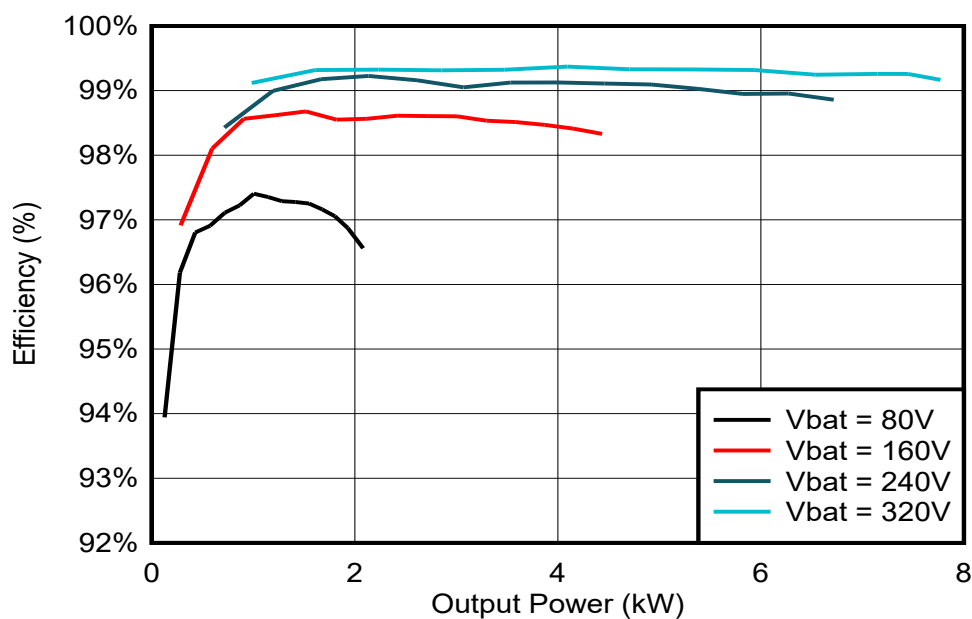


図 4-12. 昇圧モードにおける双方向 DC/DC 効率

表 4-3. 昇圧モードにおける双方向 DC/DC 効率

出力電力	Vbat = 80V での効率	出力電力	Vbat = 160V での効率	出力電力	Vbat = 240V での効率	出力電力	Vbat = 320V での効率
0.1kW	93.9%	0.3kW	96.9%	0.7kW	98.4%	1.0kW	99.1%
0.3kW	96.2%	0.6kW	98.1%	1.2kW	99.0%	1.6kW	99.3%
0.4kW	96.8%	0.9kW	98.6%	1.7kW	99.2%	2.2kW	99.3%
0.6kW	96.9%	1.2kW	98.6%	2.1kW	99.2%	2.9kW	99.3%
0.7kW	97.1%	1.5kW	98.7%	2.6kW	99.1%	3.5kW	99.3%
0.9kW	97.2%	1.8kW	98.6%	3.1kW	99.1%	4.1kW	99.4%
1.0kW	97.4%	2.1kW	98.6%	3.5kW	99.1%	4.7kW	99.3%
1.1kW	97.4%	2.4kW	98.6%	4.0kW	99.1%	5.3kW	99.3%
1.3kW	97.3%	2.7kW	98.6%	4.5kW	99.1%	5.9kW	99.3%
1.4kW	97.3%	3.0kW	98.6%	4.9kW	99.1%	6.5kW	99.2%
1.5kW	97.3%	3.3kW	98.5%	5.4kW	99.0%	7.2kW	99.3%
1.7kW	97.2%	3.6kW	98.5%	5.8kW	98.9%	7.5kW	99.3%
1.9kW	97.1%	3.9kW	98.5%	6.3kW	99.0%	7.8kW	99.2%
1.9kW	96.9%	4.2kW	98.4%	6.7kW	98.9%		
2.1kW	96.6%	4.4kW	98.3%				

昇圧モードの結果は降圧モードの結果と似ていますが、低消費電力時の損失が大きくなるほど、効率が低下します。これは昇圧動作に起因しており、より高い電圧まで昇圧すると GaN FET の損失が大きくなります。

4.3.2.2.2 スイッチング ノード波形

図 4-13 に、コンバータが昇圧モードで動作している間における一方のレグのスイッチング ノード電圧を示します。オーバーシュートとリンギングのない鋭いスイッチング エッジを画像からご確認ください。立ち上がり時間は約 30ns です。

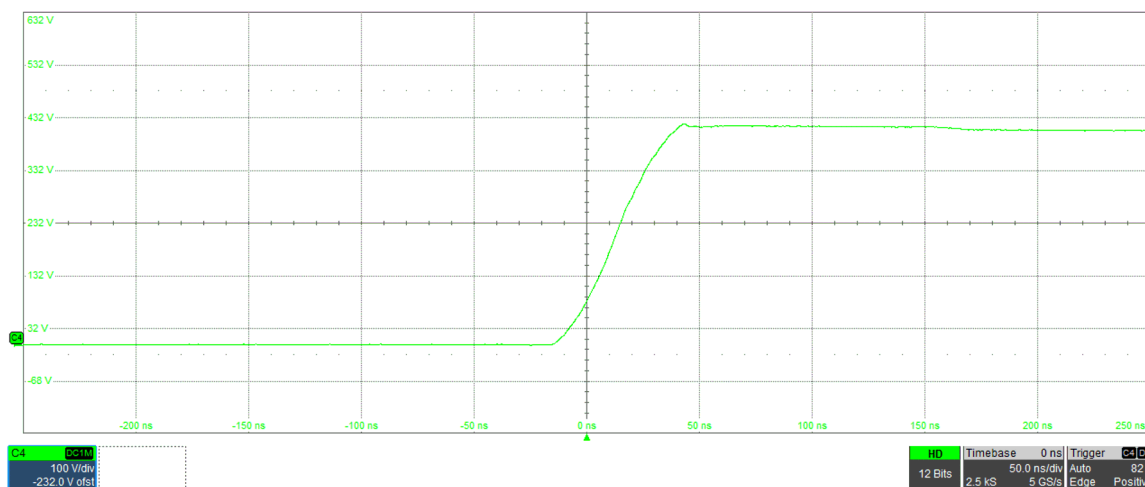


図 4-13. 昇圧モードにおける双方向 DC/DC スイッチング ノード

4.3.2.2.3 GaN 接合部温度の測定

図 4-14 に、GaN 接合部温度を示します。他の GaN でも温度プロファイルは類似しています。この動作は、80V の Vbat を 400V の DC リンク電圧に変換することに相当します。温度は 68°C 以上にはなりません。

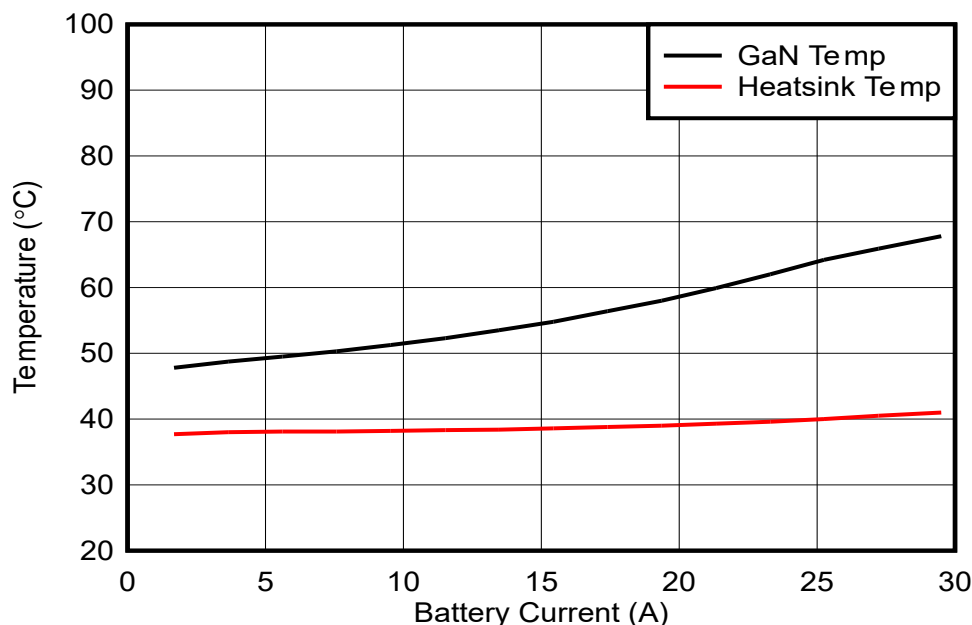
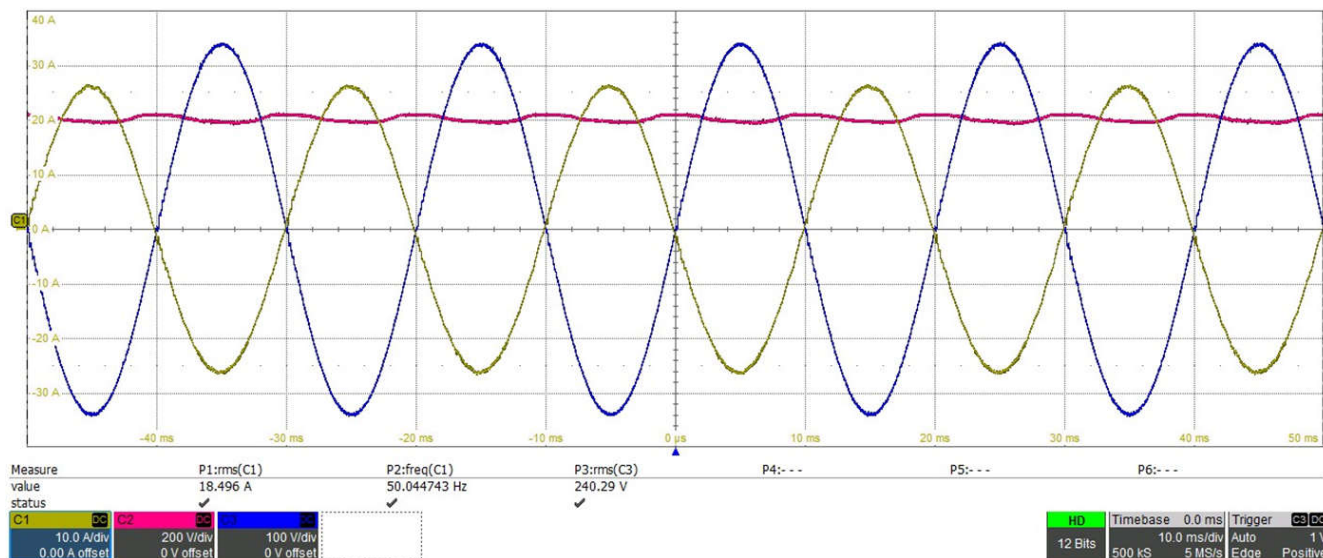


図 4-14. 昇圧モードの双方向 DC/DC コンバータの GaN とヒートシンク温度との関係

4.3.3 DC/AC コンバータ

図 4-15 では、400V DC リンクから 230VAC に約 4.4kW の出力電力が供給されています。ライン電流は黄色、ライン電圧は青色で示しています。大きな電流リップルは抵抗に注入されていないことに注意します。また、この図では、100Hz の DC リンク電力リップルはピンク色で示しています。



C1 - 出力電流、C2 - DC バス電圧、C3 - 出力電圧

図 4-15. DC/AC ライン電圧、ライン電流、DC バス電圧

4.3.3.1 効率の測定

図 4-16 と表 4-4 に、DC バスを 230V_{AC} 出力に変換する際の総合的な効率を示します。3 つの変調方式であるユニポーラの H ブリッジ、バイポーラの H ブリッジ、および HERIC の各モードを比較した結果について説明します。

表を参照すると、H ブリッジ ユニポーラ モードのリファレンス デザインは、約 2.9kW、400V 入力、 $\eta_{peak} = 98.2\%$ 、 $\eta_{full-load} = 98.0\%$ 、 $\eta_{CEC} = 97.9\%$ を達成しています。

表を参照すると、H ブリッジ バイポーラ モードのリファレンス デザインは、約 2.8kW、400V 入力で $\eta_{peak} = 98.0\%$ 、 $\eta_{full-load} = 97.7\%$ 、 $\eta_{CEC} = 97.8\%$ を達成しています。

表を参照すると、HERIC モードのリファレンス デザインは、約 2.1kW、400V 入力で $\eta_{peak} = 98.4\%$ 、 $\eta_{full-load} = 98.2\%$ 、 $\eta_{CEC} = 98.3\%$ を達成しています。

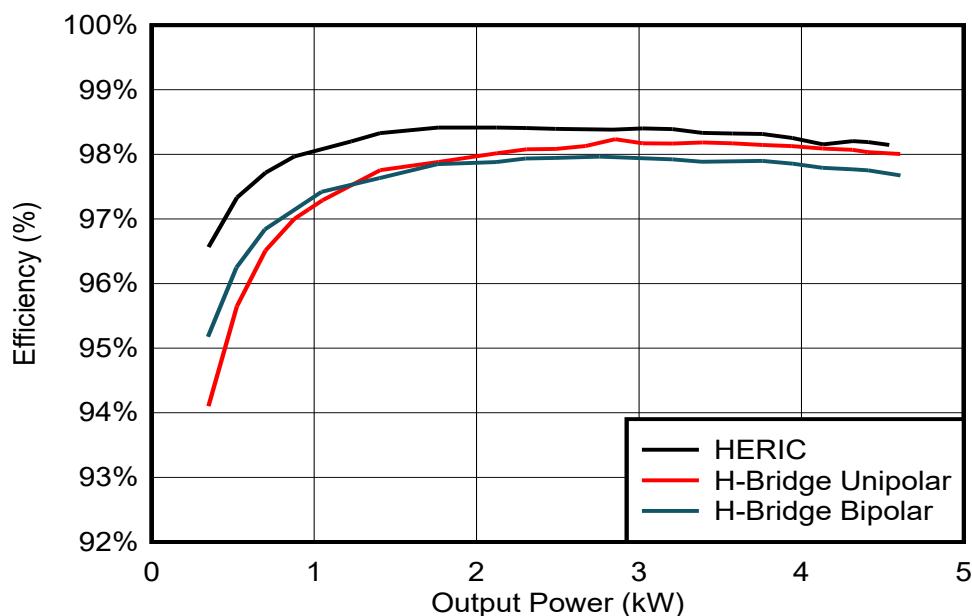


図 4-16. DC/AC の効率比較

表 4-4. DC/AC の効率

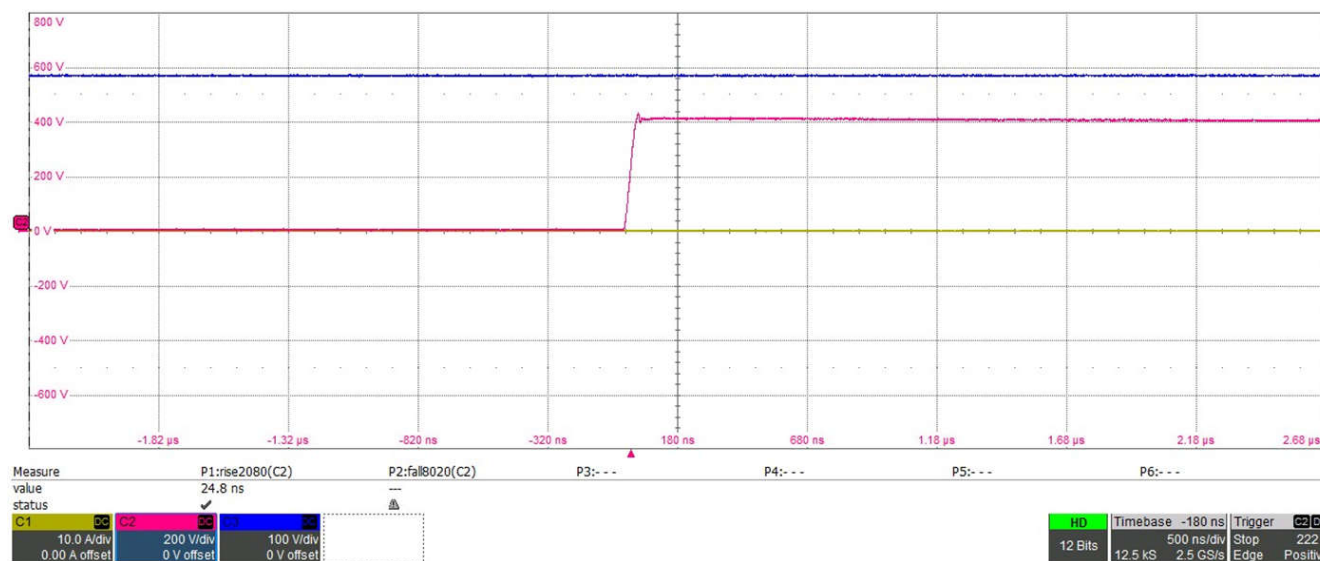
出力電力	効率 H ブリッジ ユニポーラ	出力電力	効率 H ブリッジ バイポーラ	出力電力	効率 HERIC
0.3kW	94.1%	0.3kW	95.2%	0.4kW	96.6%
0.5kW	95.6%	0.5kW	96.2%	0.5kW	97.3%
0.7kW	96.5%	0.7kW	96.8%	0.7kW	97.7%
0.9kW	97.0%	1.0kW	97.4%	0.9kW	98.0%
1.0kW	97.2%	1.4kW	97.6%	1.2kW	98.2%
1.4kW	97.8%	1.8kW	97.8%	1.4kW	98.3%
1.8kW	97.9%	2.1kW	97.9%	1.8kW	98.4%
2.1kW	98.0%	2.3kW	97.9%	2.1kW	98.4%
2.3kW	98.1%	2.5kW	97.9%	2.3kW	98.4%
2.5kW	98.1%	2.8kW	98.0%	2.5kW	98.4%
2.7kW	98.1%	3.2kW	97.9%	2.8kW	98.4%
2.9kW	98.2%	3.4kW	97.9%	3.0kW	98.4%
3.0kW	98.2%	3.8kW	97.9%	3.2kW	98.4%
3.2kW	98.2%	3.9kW	97.9%	3.4kW	98.3%
3.4kW	98.2%	4.1kW	97.8%	3.6kW	98.3%
3.6kW	98.2%	4.3kW	97.8%	3.8kW	98.3%
3.8kW	98.1%	4.4kW	97.8%	3.9kW	98.3%
3.9kW	98.1%	4.6kW	97.7%	4.1kW	98.2%
4.1kW	98.1%			4.3kW	98.2%
4.3kW	98.1%			4.4kW	98.2%
4.4kW	98.0%			4.5kW	98.1%

表 4-4. DC/AC の効率 (続き)

出力電力	効率 H ブリッジ ユニポーラ	出力電力	効率 H ブリッジ バイポーラ	出力電力	効率 HERIC
4.6kW	98.0%				

4.3.3.2 スイッチング ノード波形

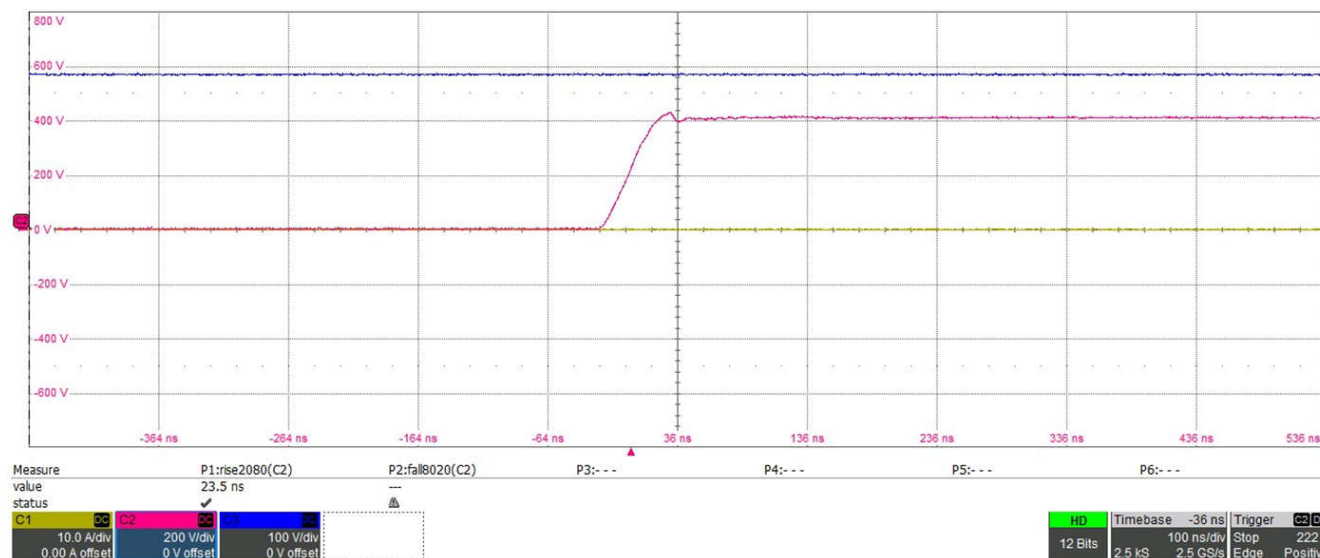
図 4-17 に、ユニポーラ変調方式による H ブリッジのスイッチング ノードの電圧を示します。この図は、 $60\text{kV}/\mu\text{s}$ のスイッチングで立ち上がり時間が約 25ns の場合でも、大きな過電圧は検出されていないことを示しています。



C1 - ライン電圧、C2 - スイッチング ノード電圧、C3 - DC バス電圧

図 4-17. H ブリッジ ユニポーラの DC/AC スイッチング ノード

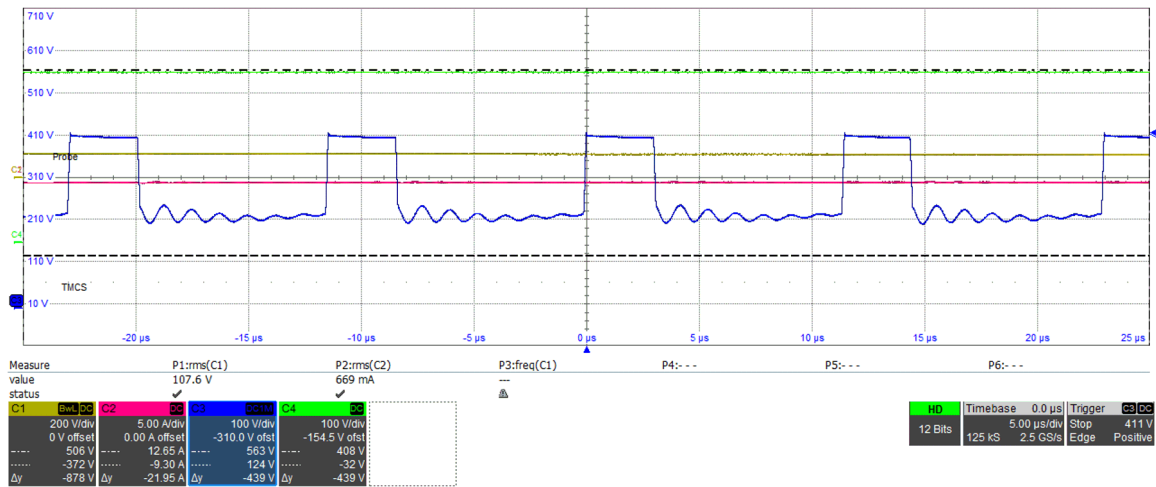
図 4-18 に示すように、バイポーラ変調方式による H ブリッジのスイッチング ノードの電圧を測定しています。この図は、 $60\text{kV}/\mu\text{s}$ のスイッチングで立ち上がり時間が約 25ns の場合でも、大きな過電圧は検出されていないことを示しています。



C1 - ライン電圧、C2 - スイッチング ノード電圧、C3 - DC バス電圧

図 4-18. H ブリッジ バイポーラの DC/AC スイッチング ノード

図 4-19 に、HERIC 変調方式のスイッチング ノードの電圧を示します。トポロジの観点から見ると、HERIC モードでは、正の半サイクルと負の半サイクルでゼロ電圧状態が追加されるため、FET にかかる電圧も半分になります。スイッチング ノードの電圧が 200V から 400V に上昇します。このシナリオでは、もう一方のスイッチング ノードは 0V から 200V で。



C1 - ライン電圧、C2 - ライン電流、C3 - スwitchング ノード電圧、C4 - DC バス電圧

図 4-19. HERIC の DC/AC スwitchング ノード

4.3.3.3 全高調波歪み比較

図 4-20 に、対応する変調方式の全高調波歪み (THD) プロファイルを示します。

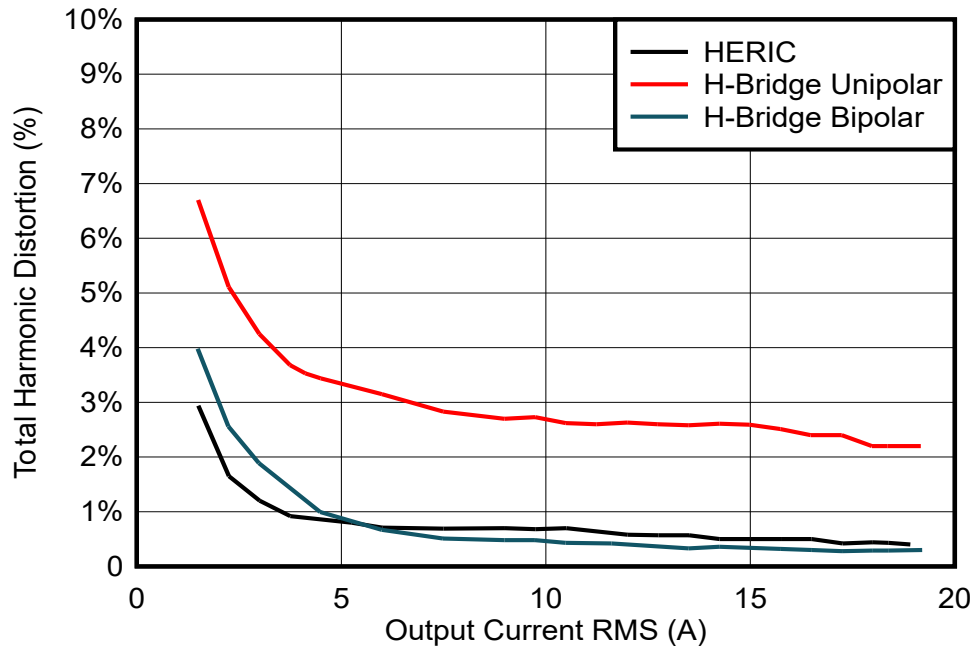


図 4-20. DC /AC の全高調波歪み

4.3.3.4 GaN 接合部温度の測定

図 4-21 に、ユニポーラトポロジでの GaN FET の接合部温度を示します。他の H ブリッジ GaN でも温度プロファイルは類似しています。この動作は、400V の DC リンク電圧を 230V のグリッドに変換することに相当します。温度は 55°C 以上にはなりません。

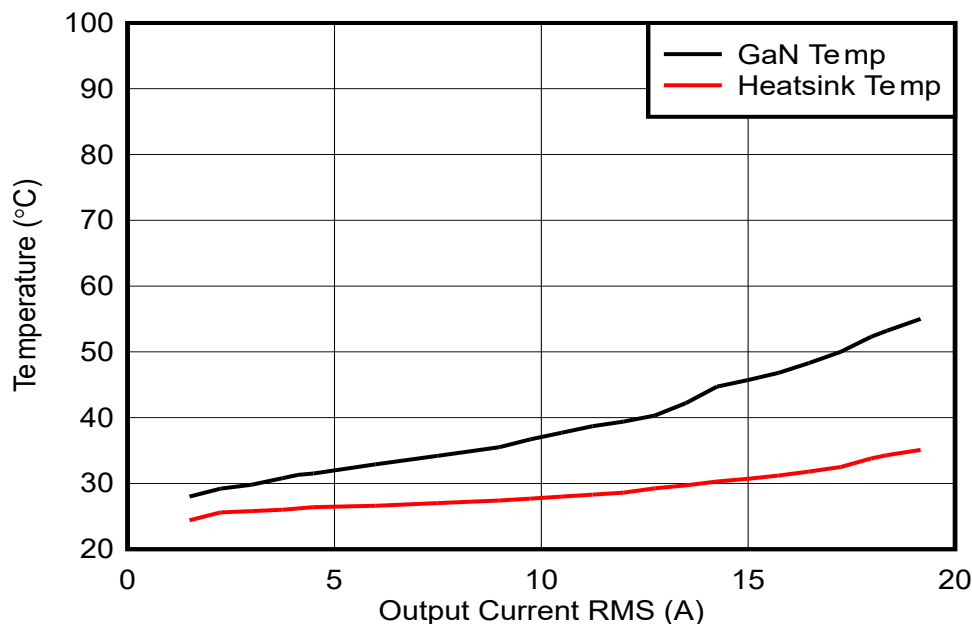


図 4-21. H ブリッジ ユニポーラの GaN とヒートシンク温度の関係

図 4-22 に、バイポーラトポロジでの GaN FET の接合部温度を示します。他の H ブリッジ GaN でも温度プロファイルは類似しています。この動作は、400V の DC リンク電圧を 230V のグリッドに変換することに相当します。温度は 70°C 以上にはなりません。

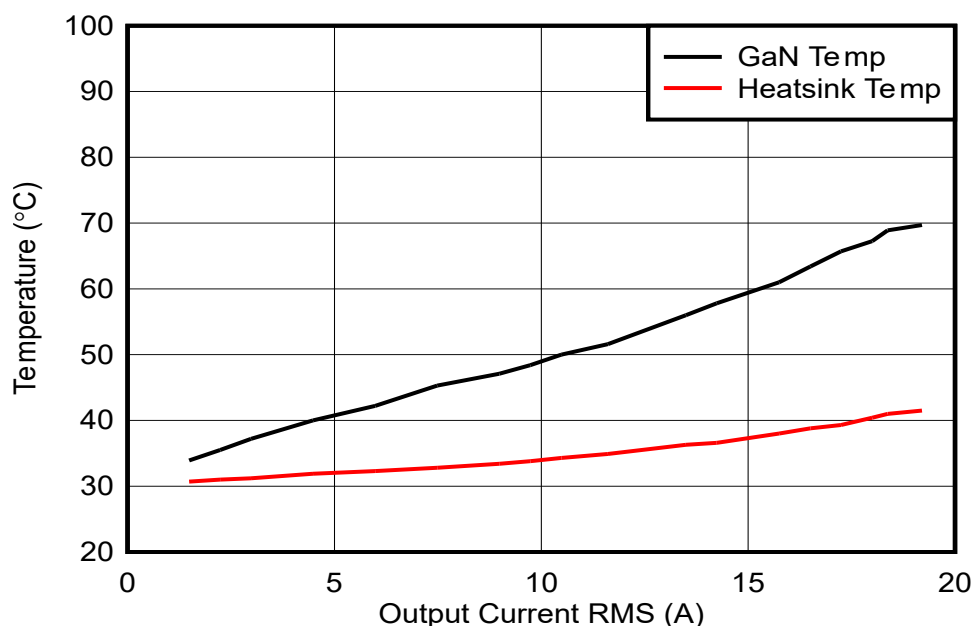


図 4-22. H ブリッジ バイポーラの GaN とヒートシンク温度の関係

図 4-23 に、HERIC トポロジでの GaN FET の接合部温度を示します。他の H ブリッジ GaN でも温度プロファイルは類似しています。この動作は、400V の DC リンク電圧を 230V のグリッドに変換することに相当します。温度は 55°C 以上にはなりません。

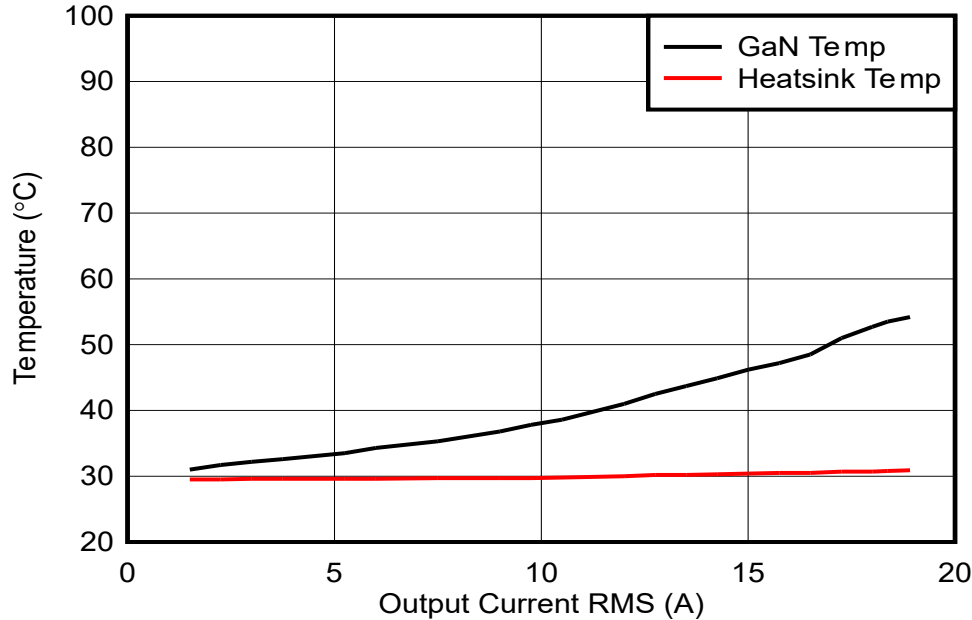


図 4-23. HERIC の GaN とヒートシンク温度の関係

要するに、ユニポーラ変調の H ブリッジと HERIC はどちらも 3 レベルのトポロジであるため、2 レベルトポロジであるバイポーラ変調の H ブリッジに比べて、FET 全体のスイッチング損失が小さくなります。HERIC とバイポーラ変調の H ブリッジは、同相モード除去能力が優れています。ユニポーラは高い同相モード電圧を実現しますが、ストリング インバータのようなトランスレス システムでは、リーク電流が大きくなります。しかし、ユニポーラ変調ではスイッチング周波数が半分で動作し、同等な EMI フィルター設計を使用した場合は出力周波数が 2 倍になります。したがって、これら 3 つのトポロジを比較する際は複数のポイントを考慮する必要があります。

4.3.3.5 無効電力供給能力

インバータ段は、遅れ力率と進み力率 0.6 の無効負荷を用いて、無効電力処理能力について試験が行われています。
図 4-24 に進み力率、図 4-25 に遅延する力率を示します。このテストは、実効電力約 2.1kW、皮相電力約 3.5kW で実施されています。波形には大きな歪みは見られません。これは、コンバータが広範囲の力率での動作をサポートできることを意味しています。どちらの図でも、グリッド電圧は緑色、グリッド電流は青色で示しています。

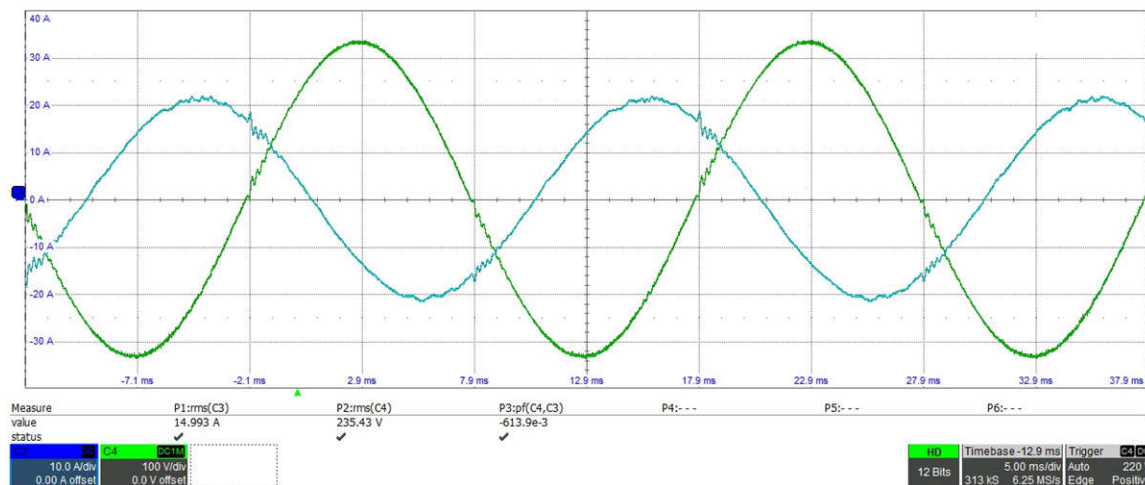


図 4-24. 0.6 進み力率でのグリッド電流および電圧の波形

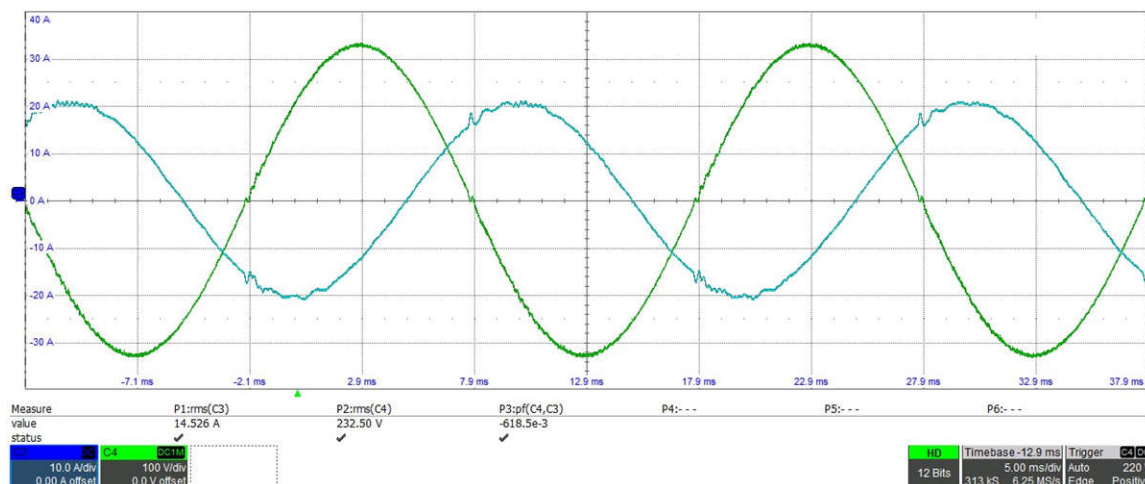


図 4-25. 0.6 遅れ力率でのグリッド電流と電圧の波形

4.3.3.6 単独運転防止 (アンチアイランド)

単独運転 (単独運転) とは、電力網の一部が主系統から切り離されたにもかかわらず、たとえば太陽光発電用インバータやジェネレータといった局所的なエネルギー源によって、独自に稼働し続ける状態を指します。発電デバイスと負荷の両方で構成されるこの絶縁セクションを「アイランド (1 つの島)」と呼びます。

意図しない単独運転は、作業員に危害を及ぼす恐れ、制御不能な電圧や周波数によって機器の損傷が発生する恐れ、さらには電力網の規制や安全基準に違反する恐れがあるため、危険を伴う可能性があります。

単独運転防止方式は、意図しない単独運転が発生した場合に自動的にそれを検出し、特定の時間内にローカル電源をシャットダウンする安全メカニズムです。安全かつ適時に接続解除が確実に行われるように、この時間制限はグリッド コードおよび規格 (IEEE 1547、IEC 62116 など) によって設定されています。

単独運転防止方式は、パッシブ (受動的) 方式とアクティブ (能動的) 方式の 2 つの主なカテゴリに分類できます。パッシブ方式では、電圧や周波数などの 1 つまたは複数のグリッド パラメータが継続的に監視され、事前定義された制限値と

比較されます。測定されたパラメータが許容範囲外になると、システムはその状態を単独運転として特定し、シャットダウンを開始します。

一方、アクティブ方式は、意図的にグリッドに過渡現象を意図的に作り出すという方法を取ります。こうした過渡現象は、通常の系統連系運転時には影響が無視できる程度になるように設計されていますが、単独運転が発生するとその影響が顕著になり、より迅速な検出が可能となります。最も一般的なアクティブ方式として以下の 2 つが挙げられます。

- **サンディア周波数シフト (SFS):** 共通結合点 (PCC) の電圧の周波数に、小さな正帰還を導入します。単独運転時に周波数が許容範囲外にドリフトし、保護シャットダウンがトリガされます。
- **サンディア電圧シフト (SVS):** PCC の電流にわずかな正帰還を導入し、それが PCC 電圧の大きさに直接影響を及ぼします。単独運転時にこれによって電圧が許容可能な制限値を超えて駆動され、保護シャットダウンがトリガされます。

TIDA-010938 は、IEC 62116 規格で規定されている条件でテストされています。この規格によると、システムはメイン グリッド接続が失われてから 2 秒以内に単独運転を検出し、グリッドからの接続解除を検出する必要があります。

テスト プロセス時の条件および仕様は以下の通りです。

- 制御された 400V DC バス電圧
- 共振周波数 f_r に対応する RLC 負荷:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sim 50\text{Hz} \quad (21)$$

- 選択度 Q_f :

$$Q_f = R\sqrt{\frac{C}{L}} \sim 1 \quad (22)$$

- 変調方式: HERIC トポロジ
- 3.2kW の電力定格を想定して、25% の出力電力、50% の出力電力、100% の出力電力という考えられる限り最悪の条件でテストしています
- 電力変動 (有効電力またはリアクティブ電力) を伴うケースは実施されていません
- 系統周波数は 50Hz に設定されています

該当する電力レベルおよび前述の検討事項に基づき、表 4-5 に示されている通り、R、L、C の組み合わせが選択されました。

表 4-5. RLC 負荷の組み合わせ

定格出力電力	% 定格	テスト出力電力	R (Ohm)	L (mH)	C (μF)
3.2kW	100	3.2kW	16.5	50.0	200.0
3.2kW	50	1.6kW	33.0	100.0	100.0
3.2kW	25	0.8kW	66.0	200.0	50.0

結果

表 4-6 に、各電力レベルの検出時間の比較と、対応する単独運転検出方式を示します。

表 4-6. 検出時間

出力電力	SFS	SVS	SFS + SVS
3.2kW	0.21s	検出なし	0.21s
1.6kW	0.20s	1.52s	0.21s
0.8kW	0.20s	0.70s	0.20s

SFS 法は、テストされたすべての動作条件と電力レベルにわたって、一貫した信頼性の高い単独運転検出を実現します。いずれの場合も、システムは単独運転状態を正常に検出し、IEC 62116 で規定されている 2 秒以内に接続解除が行われました。

SVS では一部の動作点において単独運転検出能力を示していますが、特定の電力レベルでは限界が見られます。具体的には、電力レベルが高いと単独運転状態は検出されず、接続解除時間が比較的長くなります。これらの結果は、SVS

単独ではあらゆる運転条件や電力レベルにおいて信頼性の高い単独運転防止機能を提供できない可能性があること、また他の手法 (SFS やパッシブ手法など) との併用が必要となる可能性があることを示唆しています。これは、SFS と SVS を併用する際に発生する接続解除時間から確認できます。

表 4-7. THD の比較

出力電力	公称動作	SFS	SVS	SFS + SVS
3.2kW	3.0	3.1	3.1	3.2
1.6kW	3.8	3.9	3.9	3.9
0.8kW	6.6	6.6	6.7	6.7

表 4-7 に示されているように、両方の単独運転防止手法を統合しても、インバータの全高調波歪み (THD) 性能への影響は無視できる程度です。TIDA-010938 は 4.6kW 定格電力変換段であるため、3.2kW での結果は全負荷性能を反映していません。低電力レベルでの THD の増加は、予想される動作と一致しています。

表 4-8. 効率の比較

出力電力	公称動作	SFS	SVS	SFS + SVS
3.2kW	98.3%	98.3%	98.2%	98.2%
1.6kW	98.3%	98.3%	98.3%	98.3%
0.8kW	98.0%	98.0%	97.9%	97.9%

表 4-8 に、さまざまな出力レベルにおける効率の測定結果と、それに対応する単独運転防止手法の実装例を示します。結果は、いずれの方法を追加した場合でも、公称動作点と比較して有意な性能低下は認められないことを示しています。

TIDA-010938 の単独運転検出と接続解除の波形を 図 4-26、図 4-27、図 4-28 に示します。0.8kW、1.6kW、3.2kW の電力レベルに対応する 3 つのケースを例として示しており、すべて SFS アルゴリズムを使用してテストしています。波形については、インバータ電圧は青色、インバータ電流はピンク色、S1 の端子間電圧 (接続解除開始のトリガを示す) は赤色、グリッド電流は緑色で示されています。グリッドとの電力の交換がほぼゼロであり、インバータ出力が接続負荷とほぼ一致しているため、グリッド電流はほぼゼロです。黒の破線は、接続解除のトリガ ポイントから、インバータの電圧および電流がゼロまで減衰する瞬間までの間隔を示しています。

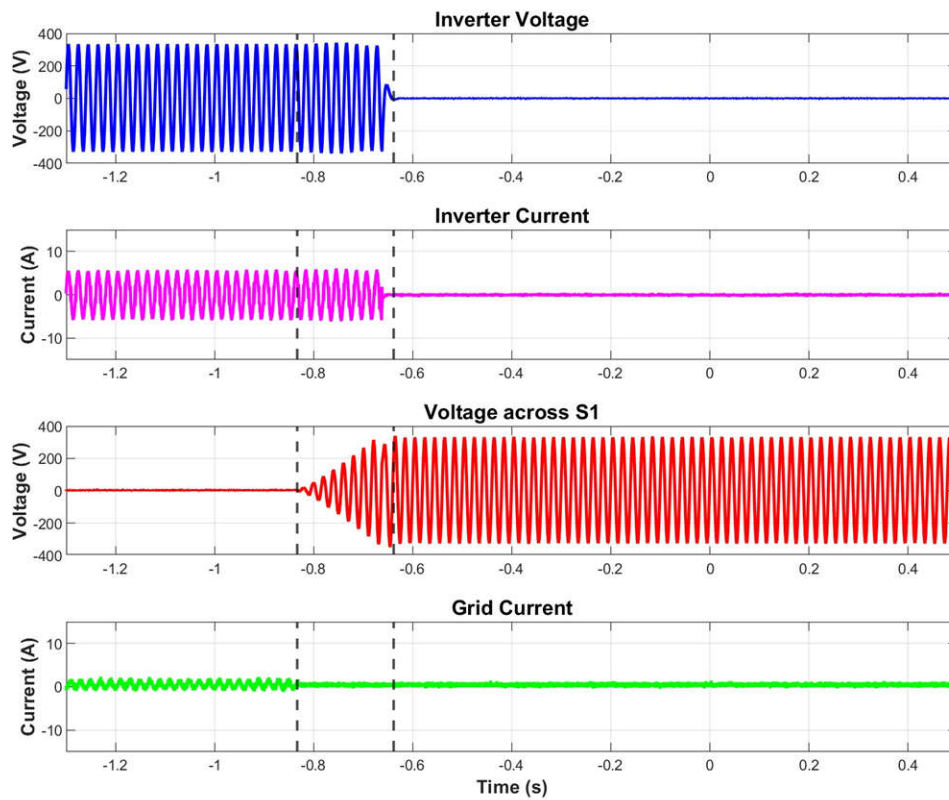


図 4-26. SFS アルゴリズムでの 800W テストの接続解除波形

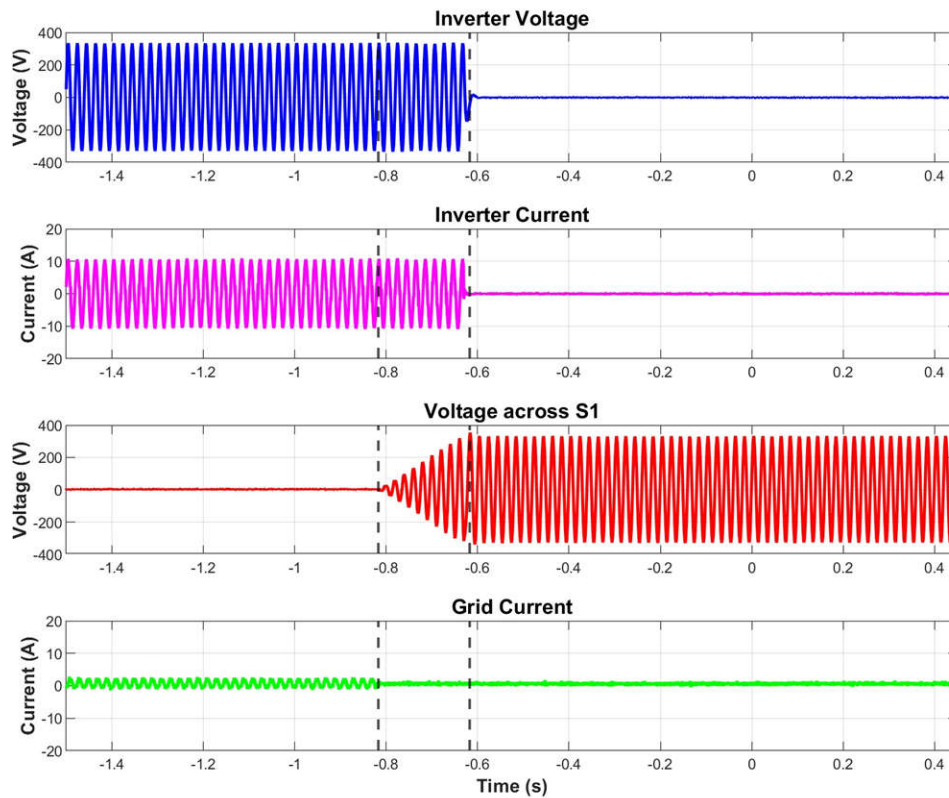


図 4-27. SFS アルゴリズムでの 1600W テストの接続解除波形

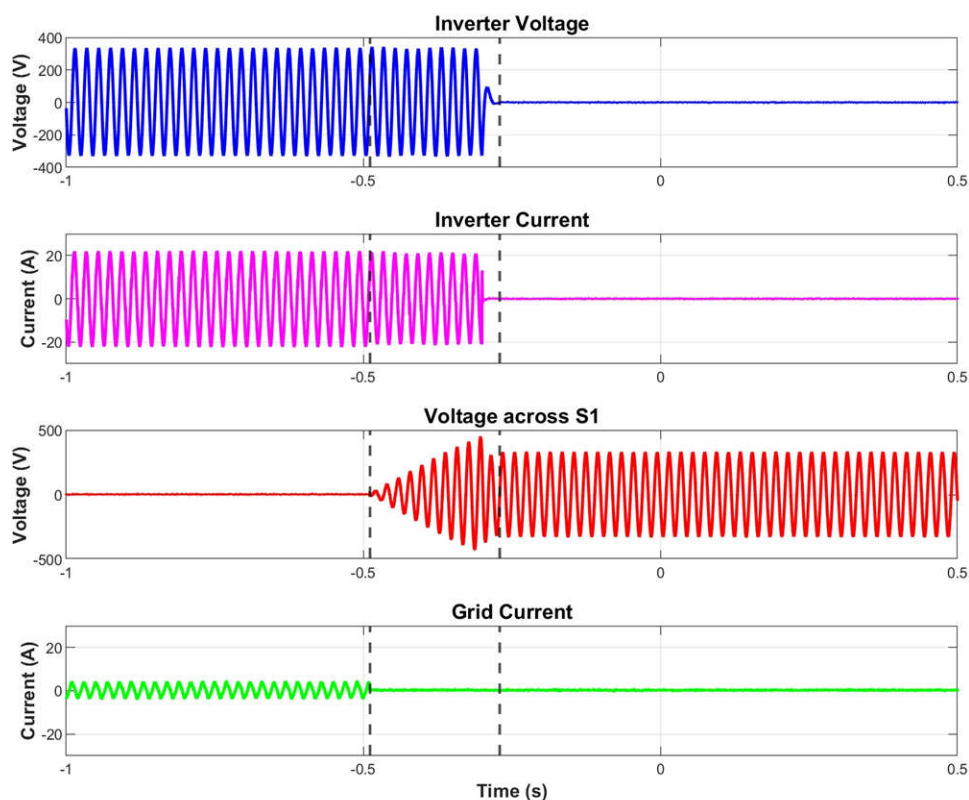


図 4-28. SFS アルゴリズムでの 3200W テストの接続解除波形

これらは、単独運転防止試験の予備的な結果であることに注意してください。ソフトウェアは現時点で、50Hz のグリッドで動作する TIDA-010938 ハードウェア向けにハードチューニングされており、ソフトウェアはまだ完全に最適化されていません。アクティブな単独運転防止アルゴリズムを実装すると、文献で報告されているように、コンバータの電力品質が多少低下する可能性があることも注目に値しますが、この詳細な分析はこのドキュメントの範囲外です。テスト構成の詳細については、「[ソフトウェア ユーザー ガイド](#)」を参照してください。

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-010938](#) 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-010938](#) 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

TMDSCNCD280039C	C2000™ マイコン controlCARD™ 向けの TMS320F280039C 評価基板
TMDSCNCD28P55X	C2000™ マイコン controlCARD™ 向けの TMS320F28P550SJ 評価基板

ソフトウェア

Code Composer Studio™	統合開発環境 (IDE)
---------------------------------------	--------------

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、『[TMS320F280039C controlCARD 情報ガイド](#)』ユーザー ガイド
2. テキサス インスツルメンツ、『[TMDSCNCD28P55X controlCARD 情報](#)』ユーザー ガイド
3. Cebollero, J. A., Cañete, D., Martín-Arroyo, S., García-Gracia, M., & Leite, H. (2022). A Survey of Islanding Detection Methods for Microgrids and Assessment of Non-Detection Zones in Comparison with Grid Codes. *Energies*, 15(2), 460. <https://doi.org/10.3390/en15020460>. 『[A Survey of Islanding Detection Methods for Microgrids and Assessment of Non-Detection Zones in Comparison with Grid Codes](#)』より引用。
4. F. Belloni, P. Groppelli, C. Chiappa, R. Chiumeo and C. Gandolfi, 『Test of anti-islanding protections according to IEC 62116: An experimental feasibility assessment』、2013 年第 48 回国際大学電力工学会議 (UPEC)、アイルランド、ダブリン、2013 年、1 ~ 6 ページ、doi: 10.1109/UPEC.2013.6714863. 『[Test of anti-islanding protections according to IEC 62116: An experimental feasibility assessment | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore](#)』。

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

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

USB Type-C® 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。

6 著者について

VEDATROYEE GHOSH は、テキサス・インスツルメンツドイツのシステム エンジニアです。Vedatroyee はエネルギー インフラ チームでソーラー エネルギーを担当しています。Vedatroyee は 2023 年にドイツのミュンヘン工科大学で電力工学の修士号を取得しました。

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。現在は、テキサス・インスツルメンツドイツで、エネルギー インフラと再生可能エネルギーの分野でシステム エンジニアとして勤務しています。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。

ANDREAS LECHNER は、テキサス・インスツルメンツのエネルギー インフラのシステム エンジニアです。Andreas は、世界中のエネルギー インフラストラクチャ分野のお客様をサポートしています。Andreas は、ドイツのランツフートにある応用化学大学で修士号を取得しています。

VSEVOLOD ELANTSEV は、テキサス・インスツルメンツドイツのエネルギー インフラのシステム エンジニアです。Vsevolod は主に電力変換システムを担当しています。Vsevolod は 2011 年にロシアのノヴォチェルカスクにある南ロシア国立工科大学を卒業しています。

7 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 B (February 2026) to Revision C (July 2026)	Page
・「特長」に単独運転防止の実装を追加.....	1
・「ハードウェア要件」に単独運転防止試験の装置のリストを追加.....	30
・DC/AC 段に単独運転防止試験のテスト要件を追加.....	34
・単独運転防止に、単独運転防止 (説明、試験結果を含む) に関するサブセクションを追加.....	48
・新規参照を追加.....	53

Changes from Revision A (December 2023) to Revision B (February 2026)	Page
・ TMDSCNCD28P55X を追加.....	1
・ 新しいハードウェアの電力密度を更新.....	1
・ 新しいハードウェアを反映するようにドキュメント全体を通して基板の画像を更新。.....	1
・ 最新バージョンのハードウェアを反映し、TMS320F280039C と TMS320F28P55X の両方で利用可能なソフトウェアに関する情報を収容するように、各段の基板寸法、電力密度、主な仕様、スイッチング周波数とブロック図を更新。...	2
・ 各段のブロック図およびスイッチング周波数、回路図、主な仕様、テキストを最新バージョンのハードウェアを反映するように更新。.....	16
・ 「ハードウェア要件」に TMDSCNCD28P55X を追加、最新のハードウェア バージョンを反映するように各段のテスト接続の図を更新。単独運転防止試験のテスト要件を追加。.....	30
・ 最新バージョンのハードウェアおよびソフトウェアで行われた測定を反映するようにテスト結果の図と表を更新。これに該当するのは、効率測定、GaN とヒートシンクの温度との関係、全高調波歪み、スイッチング ノードの波形です。....	37
・ 無効電力供給能力を示すために、図 4-24 と図 4-25 に遅れ力率と進み力率の波形を追加。.....	48
・ 「ツール」に TMDSCNCD28P55X を、「ドキュメントのサポート」に TMS320F28P550SJ を追加	53

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みいかなる保証も、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、TI は一切の責任を拒否します。

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](#)、[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