

Design Guide: TIDA-010938

バッテリー エネルギー ストレージ 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



概要

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。

参照情報


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	プロダクト フォルダ

特長

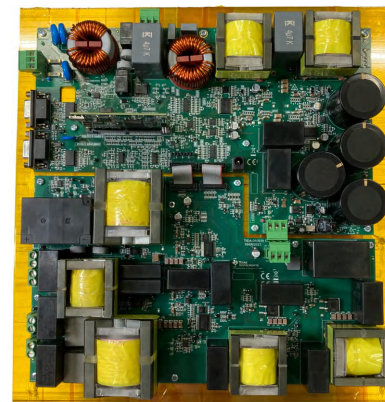
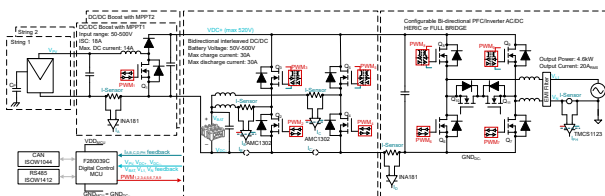
- 幅広いバッテリー電圧範囲に対して構成可能な双方向 DC/DC 段
- 構成可能な DC/AC 段 (HERIC 変調方式、H ブリッジ ユニポーラ変調方式、H ブリッジ バイポーラ 変調方式)
- 2 倍の電力密度によるソーラー インバータの軽量化と設置の容易化 (2.5kW/L)
- 低い総損失 (2% 未満) でより多くの太陽光を取り込み、バッテリー エネルギーの蓄積効率が向上
- 独自の MCU によるボード全体の制御
- V_{DC-} を基準とするマイコンの GND によりコストが最適化され、 V_{DC-} に接続されたすべての GaN デバイスで非絶縁型駆動が使用可能

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 \(PCS\)](#)



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



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) 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るのです。

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 コンバータ、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。

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 300mm × 280mm × 48mm、体積は 4 リットル、フォーム ファクタは 2.5kW/l です。

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	230 V
定格出力電力	4.6 kW
スイッチング周波数	87 kHz
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	±23 V

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)	10kW
スイッチング周波数	130 kHz
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	各レッグ 65kHz
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。

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 1-1 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 DC/DC 昇圧段に接続され、可変ストリング電圧出力をより高く、安定した DC リンク電圧に昇圧します。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。

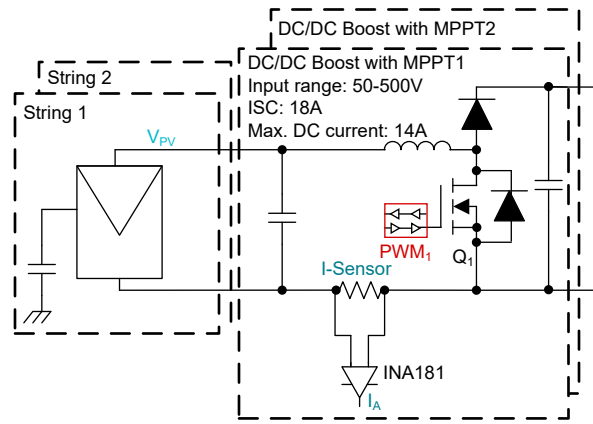


図 1-1. 昇圧コンバータのブロック図

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 で切り換えられます。

1.3 双方向 DC/DC コンバータ

図 1-2 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。

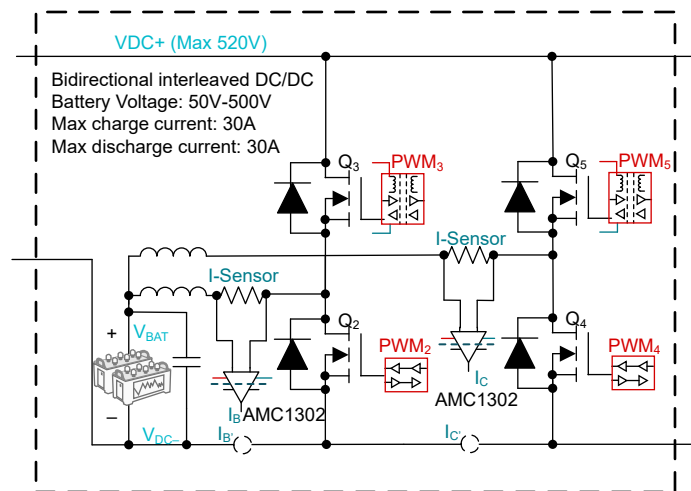


図 1-2. 双方向 DC/DC コンバータのブロック図

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 1-3 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。

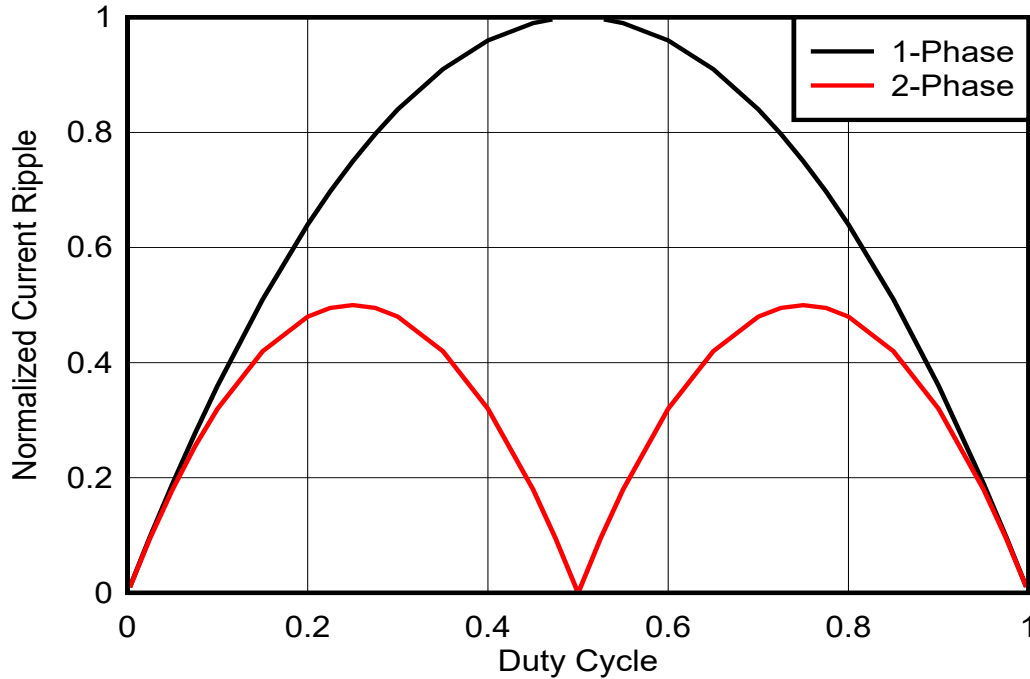


図 1-3. 正規化された電流リップルとデューティ サイクルの関係

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 1-4 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。

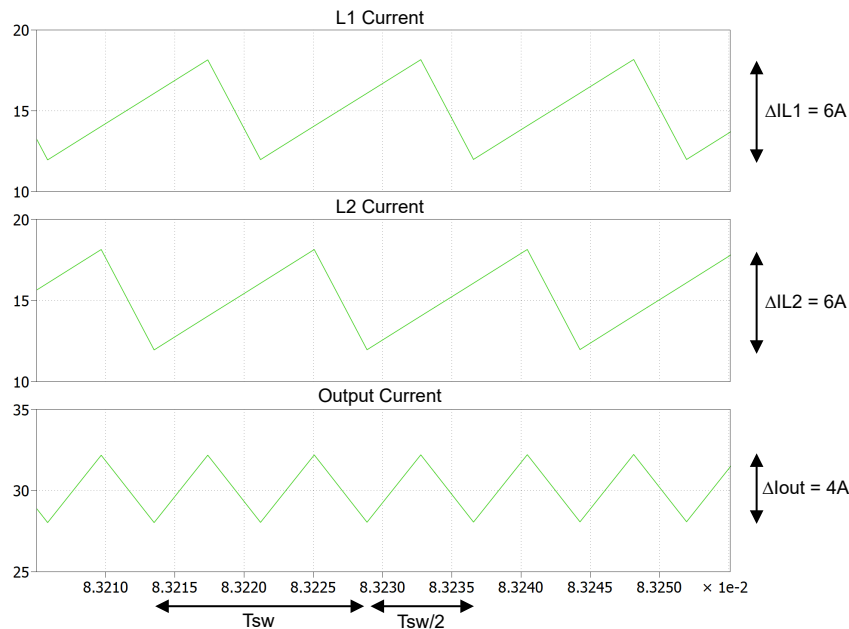


図 1-4. 出力電流の波形

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 の周波数で切り換えられ、その結果 130kHz の等価出力周波数となります。

1.4 DC/AC コンバータ

図 1-5 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 COSS 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。

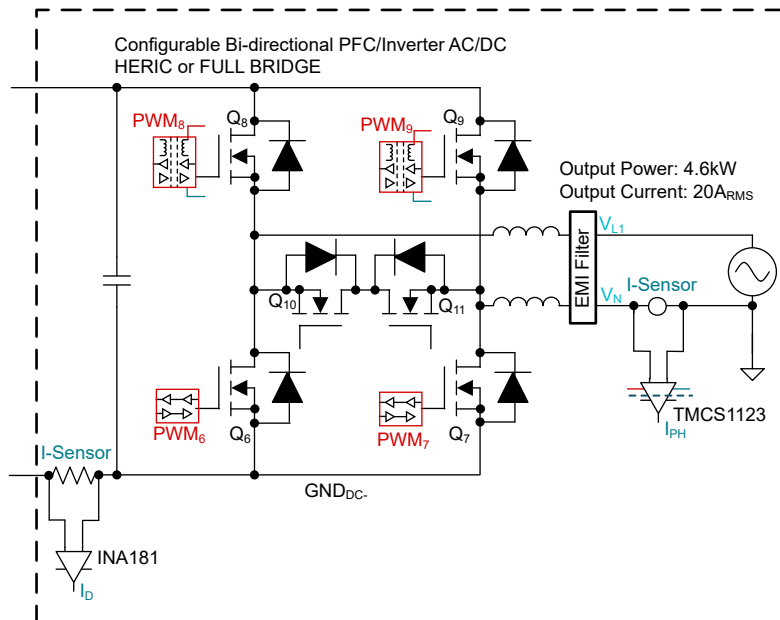


図 1-5. DC/AC コンバータのブロック図

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 1-6 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、湿気が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。

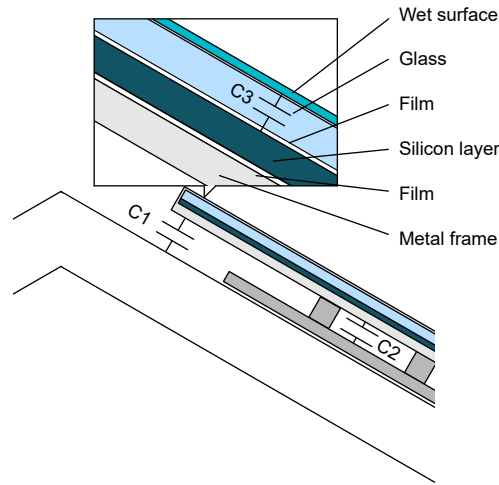


図 1-6. PV パネルの寄生容量

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 1-7 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。

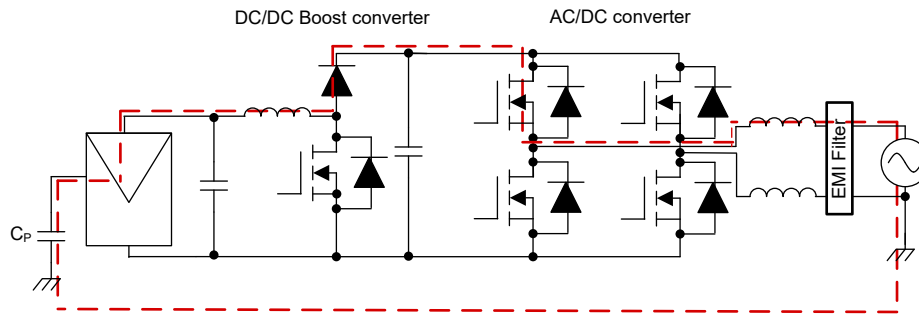


図 1-7. 同相モードノイズ

この DC/AC コンバータ段は 87kHz という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

また、インダクタリップルは **式 2** でも求めることができます。

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

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 1-3 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、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 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も問題になりません。

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。

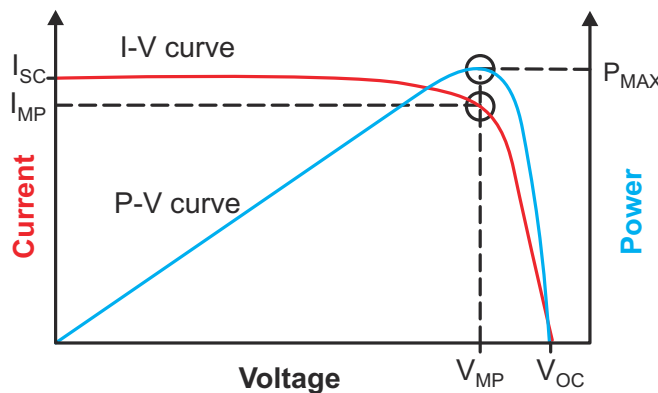


図 2-1. ソーラー パネルの特性、I-V 曲線と P-V 曲線

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。

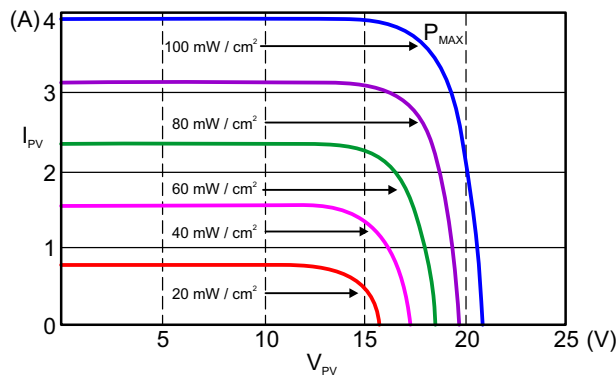


図 2-2. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力 変動 - グラフ A

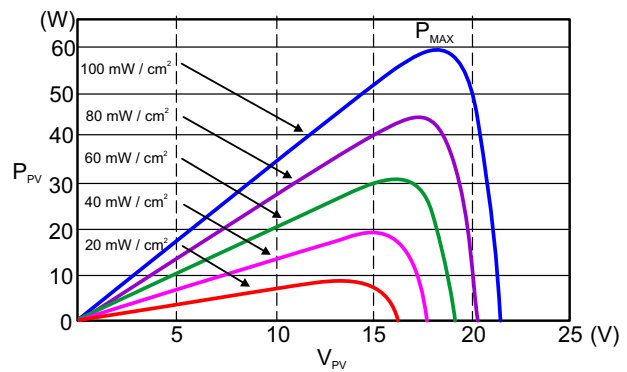


図 2-3. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力 変動 - グラフ B

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 1-3 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 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。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 昇圧インダクタの設計

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
- $ipk-pk$ 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

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

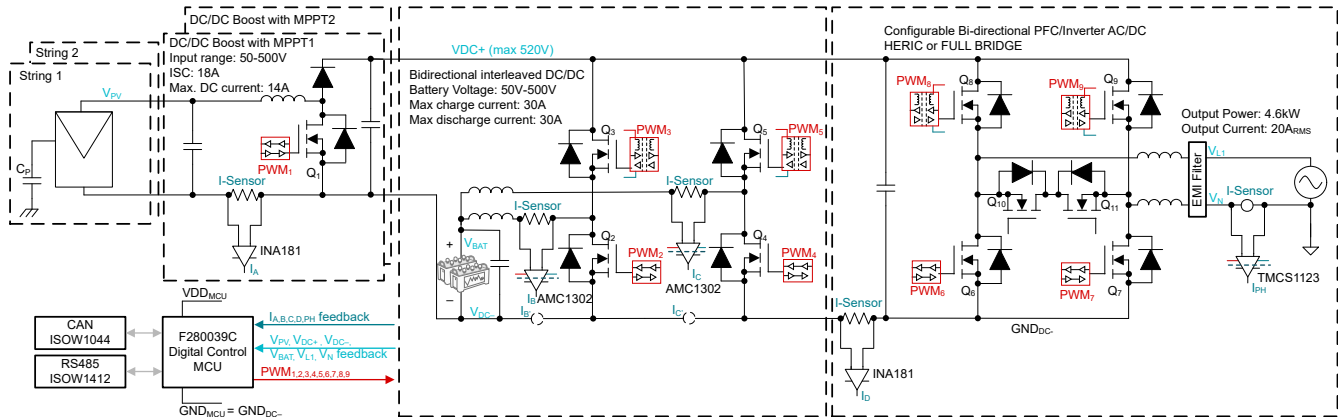


図 3-1. TIDA-010938 のブロック図

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	130 kHz

3.2.1.1 高周波数 FET

この段には LMG3522R030 が使われています。ドライブ内蔵の 650V 定格 30mΩ GaN FET で、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。インダクタ Bourns 145451 が使用されています。図 3-2 に、単一コンバータ段の回路図を示します。

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。 $3\text{m}\Omega$ のシャント抵抗を使用すると、 $\pm 22\text{A}$ 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 3-4](#) を参照してください。

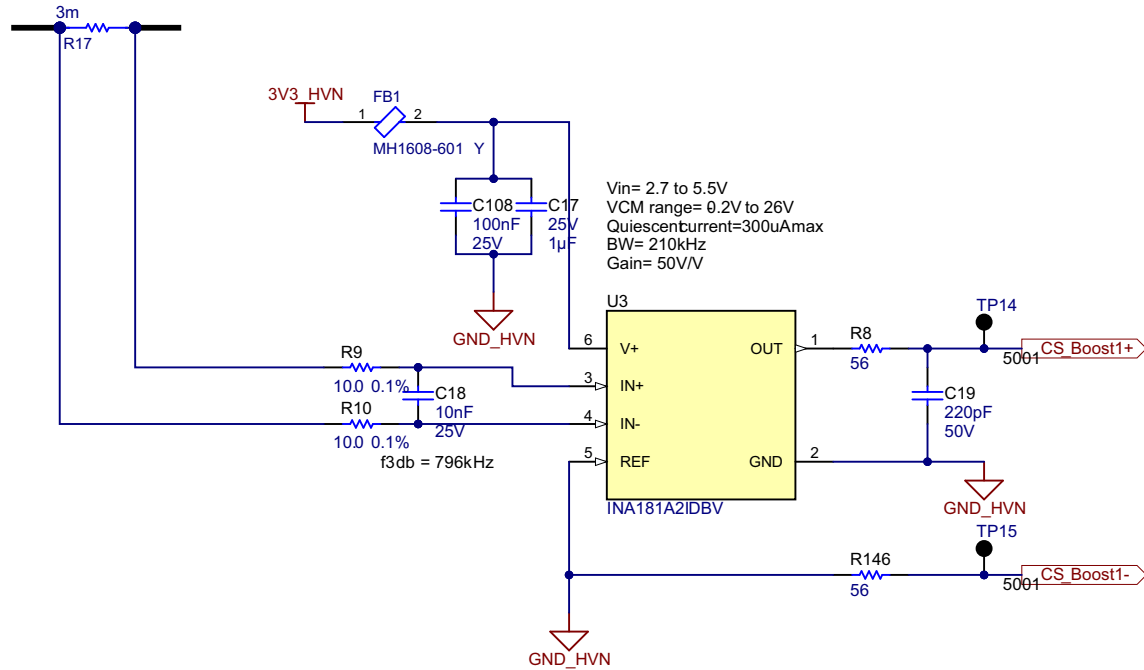


図 3-4. 入力電流の検出

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

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 3-5](#) に、回路図を示します。

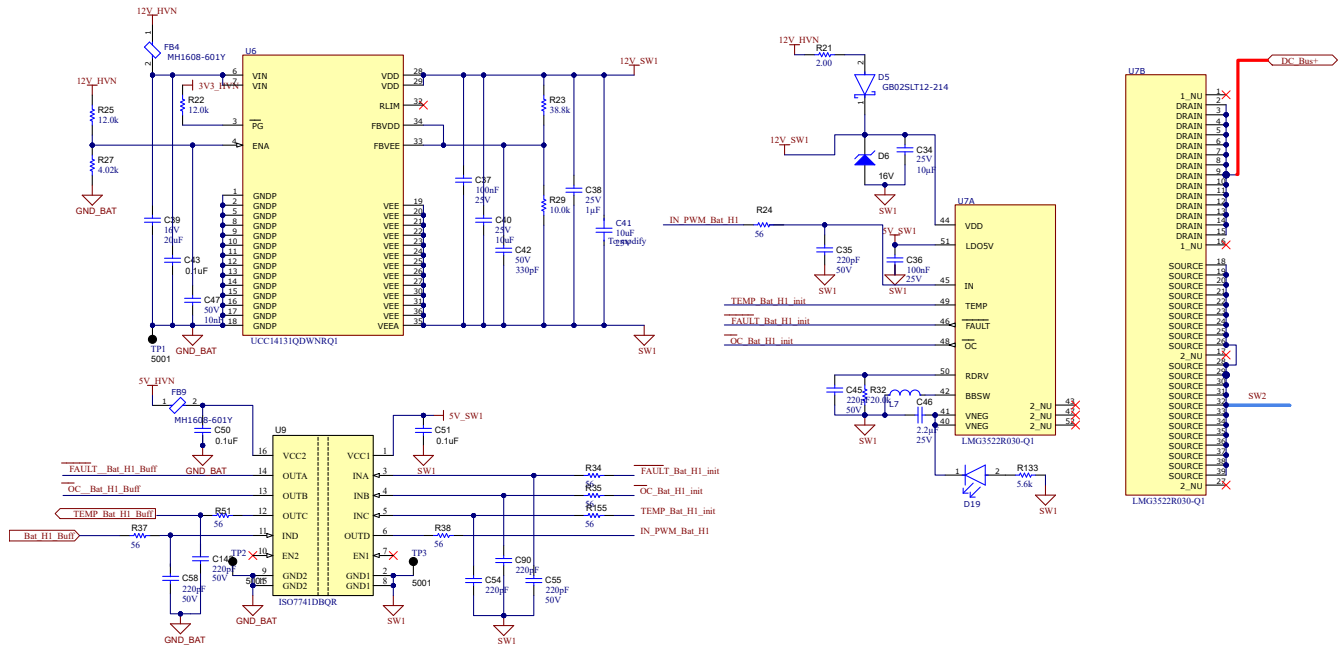


図 3-5. 双方向 DC/DC コンバータのハイサイド GaN

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。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。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。図 3-6 に、上記ループのレイアウトを示します。ここでは、スイッチング ノードは黄色で示し、電力ループは矢印で示しています。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。

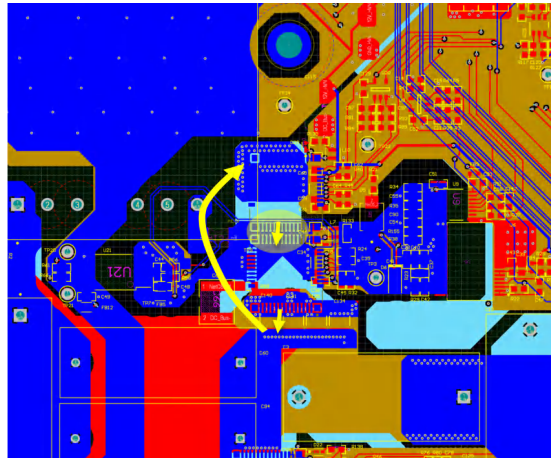


図 3-6. 双方向 DC/DC コンバータのレイアウト

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、リップル除去を最適化することです。したがって、対称な設計とレイアウト、同様のスイッチング ループ、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重要です。この電流ループ フィードバックは、正確に位相電流を監視するためにコントローラにフィードバックされる必要があります。

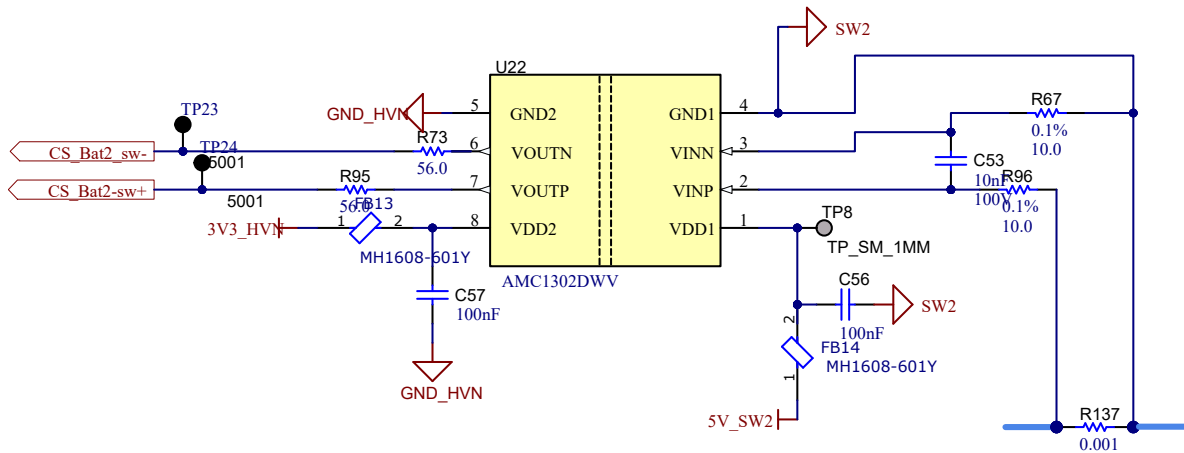


図 3-7. 電流センス

電流の測定は、図 3-7 に示すように、各相のスイッチング ノードで、絶縁型電流アンプ AMC1302 を使用して行われます。この製品は、DC/DC を内蔵していない高精度の電流センシング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 $1\text{m}\Omega$ のシャントを通して流れるため、 $\pm 50\text{A}$ 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 で供給されます。

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。

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に近い働きをするため、起動時に基板に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	230 V
定格出力電力	4.6 kW
スイッチング周波数	87 kHz
DC リンク容量	800 μF
DC リンク電圧リップル	$\pm 23\text{ V}$

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 コンバータの設計にも使用されます。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。ゲート駆動速度は、外付けの抵抗で設定できます。現在の基板設計では、AC/DC FET を 2 つの出力段に分けることができます。図 3-8 に示すように、それぞれ電力段 A と電力段 B と呼びます。

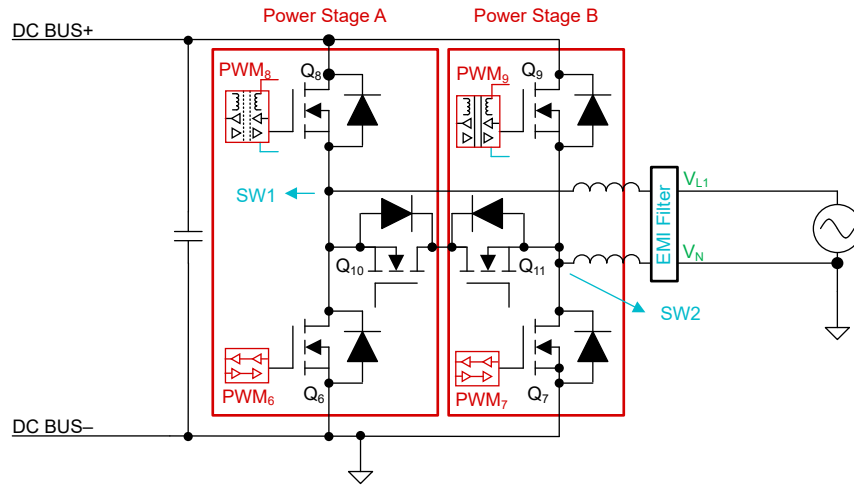


図 3-8. DC/AC コンバータの電力段

各電力段には、MCU 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、デジタルアイソレータ ISO7762 を使っています。デジタルアイソレータは 6 チャンネルの 4/2 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。各デジタルアイソレータは、2 つの FET の温度通知であるフォルト / OC 信号と PWM 信号を処理します。貫通電流を防止するために、同じレグの FET 間のデッドタイムは 140ns に保たれています。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 が磁気から 12V を供給し、両方のデジタルピンが同じデジタルアイソレータに接続されています。

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源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。同じスイッチングノード上の GaN と昇圧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。最下層はスイッチングノードに使用され、比較的小さいサイズに維持されていますが、概算の電流許容能力を持つには十分です。さらに、スイッチングノードの制御回路では、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。セラミックコンデンサと GaN の間の電力ループもできるだけ小さくしています。どちらの電力段も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。

また、基板全体で DC バスまたはグランドが適切に接続されていることも重要です。さらに、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、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、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、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。これにより、信号の整合性が維持されます。

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 3-9 に、電流の測定について示します。

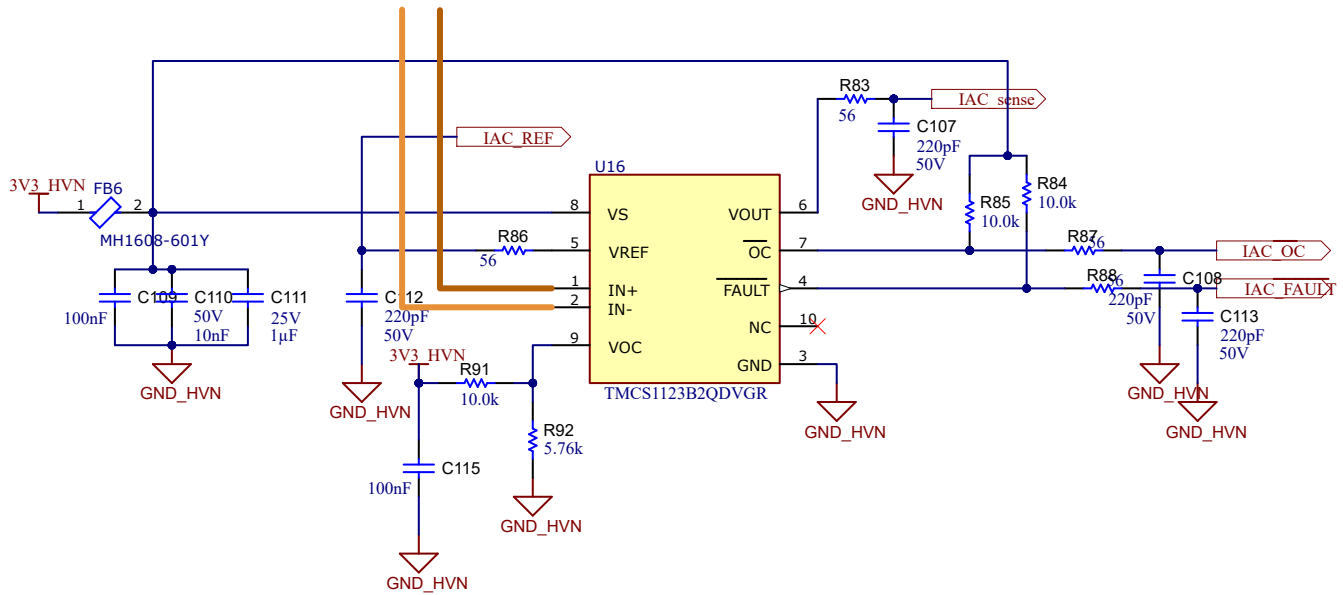


図 3-9. AC 電流センス

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 チャンネル オペアンプである OPA2388 が使われています。両方のチャンネルは 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。MCU も DC バス上にあるため、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、R97、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 3-10 に、電源回路図を示します。

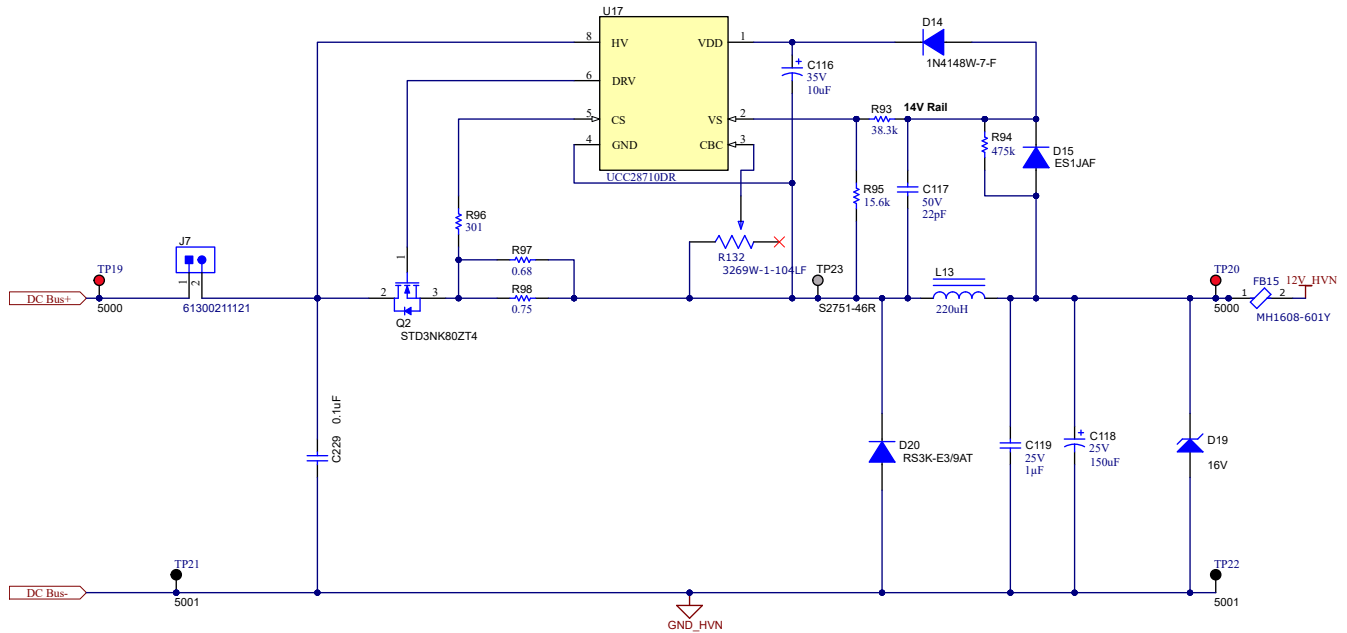


図 3-10. 補助電源の設計

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 レールに変換しました。

3.2.3.5 受動部品の選定

図 3-11 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。

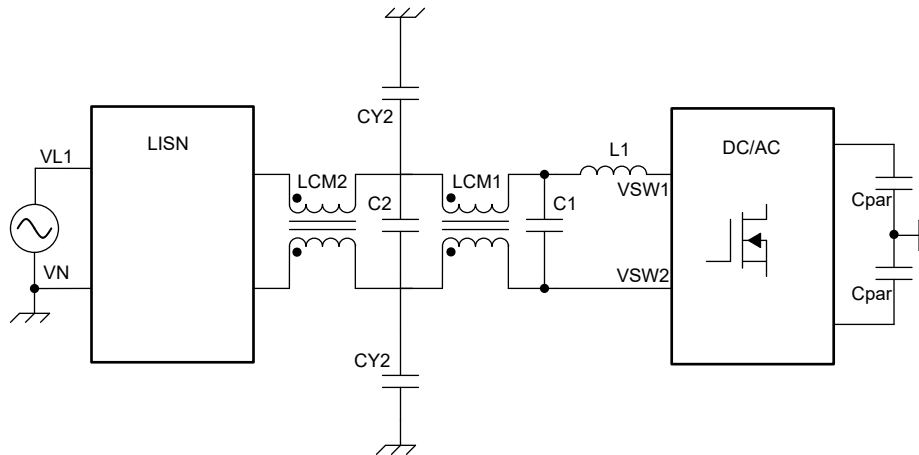


図 3-11. DC/AC フィルタのブロック図

• 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 のスイッチン

グ周波数を選択しました。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 を採用しました。動作周波数 87kHz 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ました。インダクタンス値は、式 16 で計算しました。

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

インダクタンス値は 176μH になりました。定格 87μH、20_{RMS} のインダクタである Bourns 145453 を選択しました。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した。

• 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。

$$I_{Y-cap} = V \times 2\pi f_g \times C_Y \quad (19)$$

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した。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 3-12 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。

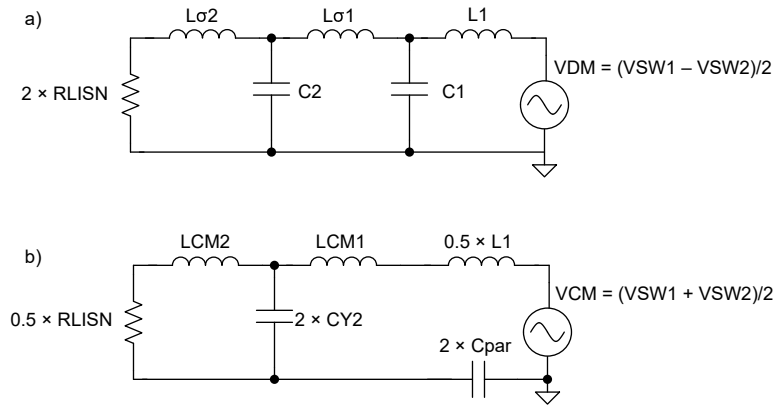


図 3-12. EMI フィルタの設計

- a. 差動モードの等価モデル
- b. 同相モードの等価モデル

減衰させるべき 1 次臨界周波数は 174kHz です。87kHz は EMI マスクに入っていないため、この値は考慮しませんでした。

表 3-4. DM/CM モードで必要な減衰

減衰	値
174kHz での差動モード減衰	87 dB
174kHz での同相モード減衰	83 dB

表 3-5 に示す値の EMI フィルタを設計しました。

表 3-5. 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した。このアプリケーションでは、ALH82(1)161DD600 デバイスのうち 5 つが選択されました。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 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。

3.3.2 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、ディスクリー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。

3.3.3 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 ±96 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。

3.3.4 AMC1302 - 高精度、 $\pm 50\text{mV}$ 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 $1.5\text{kV}_{\text{RMS}}$ 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 ~ $+125^{\circ}\text{C}$ 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。

3.3.5 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 $5000\text{V}_{\text{RMS}}$ (DW パッケージ) および $3000\text{V}_{\text{RMS}}$ (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 LVC MOS 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 (SiO_2) 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。

3.3.6 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 $5000\text{V}_{\text{RMS}}$ (DW パッケージ) および $3000\text{V}_{\text{RMS}}$ (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 LVC MOS 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 (SiO_2) 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。

3.3.7 UCC14131-Q1 車載用、1.5W、 $12\text{V} \sim 15\text{V}$ V_{IN} 、 $12\text{V} \sim 15\text{V}$ 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。

3.3.8 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、ガルバニ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 アイス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。

3.3.9 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、ガルバニック絶縁型 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 アイス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。

3.3.10 OPA4388 クワッド、10MHz、CMOS、ゼロドリフト、ゼロクロスオーバ、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 0.25 μ V のオフセット、温度範囲全体で 0.005 μ V/ $^{\circ}$ 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 $^{\circ}$ C ~ +125 $^{\circ}$ 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。

3.3.11 OPA2388 デュアル、10MHz、CMOS、ゼロドリフト、ゼロクロスオーバ、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 0.25 μ V のオフセット、温度範囲全体で 0.005 μ V/ $^{\circ}$ 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 $^{\circ}$ C ~ +125 $^{\circ}$ 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。

3.3.12 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 260 μ A、デュアル チャンネルの INA2181 は 500 μ A、クワッド チャンネルの INA4181 は 900 μ A 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 $^{\circ}$ C ~ +125 $^{\circ}$ 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
- 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})

4.2 注

TIDA-010938 の DC/DC 基板と AC/DC 基板の E1 バージョンの場合、以下の変更を行ってください。E2 バージョンにはすべての変更が実装されています。

- DC/DC 基板
 1. C16 を 100nF に変更
 2. R144 を 1kΩ に変更
 3. C1 を 10μF に変更
 4. L18 を (145454) に変更
 5. R148、R160、R161、R162、R163、R164、R165、R166 の各抵抗を取り外し、短絡させる
- AC/DC 基板
 1. U16 を TMCS1123B1 バージョンに変更
 2. K1 および K2 の各リレーを定格 20A のリレーに変更
 3. F1 および F2 の各ヒューズを定格 25A のヒューズに変更
 4. L11 および L12 には CMC (047708) を使用
 5. 電解コンデンサの追加 (C2、C3、C4、C5 に加えて) – ALALH82D161DD600
 6. ネットの交換 (図 4-1 を参照)
 7. R10、R30、R40、R44、R60、R74 を 56kΩ に変更
 8. C13、C26、C51、C41、C42、C59、C71、C96、C86、C87 を 330pF に変更
 9. R93 を 33kΩ に変更
 10. R97 を取り外し、R98 を 0.1Ω に変更
 11. 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

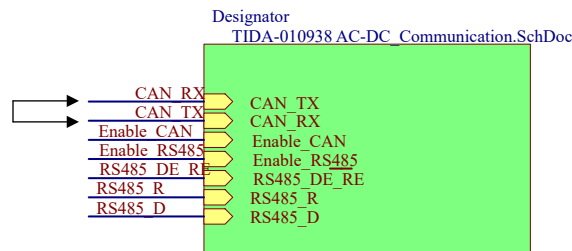


図 4-1. AC/DC 基板の変更

4.3 テスト構成

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

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。

4.3.1 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。

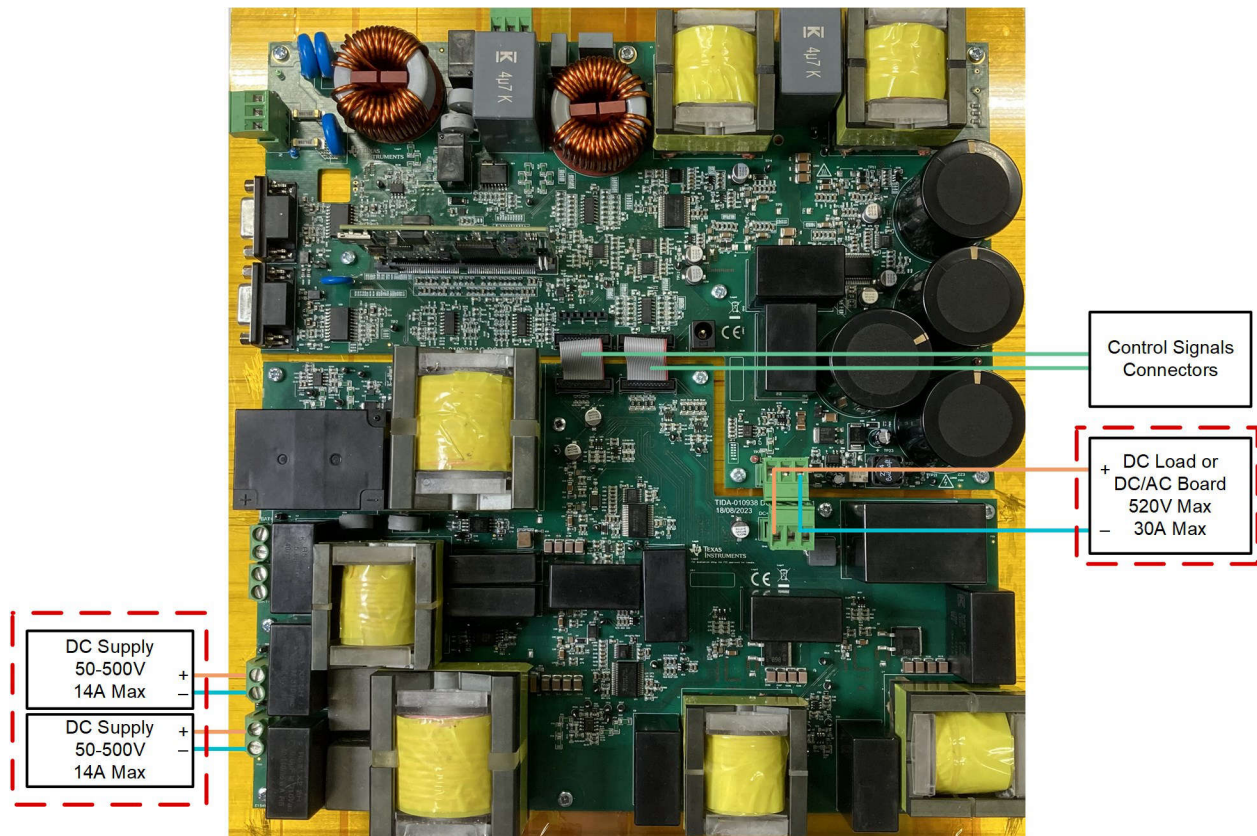


図 4-2. 昇圧コンバータのテスト用接続

4.3.2 双方向 DC/DC 段 - 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。

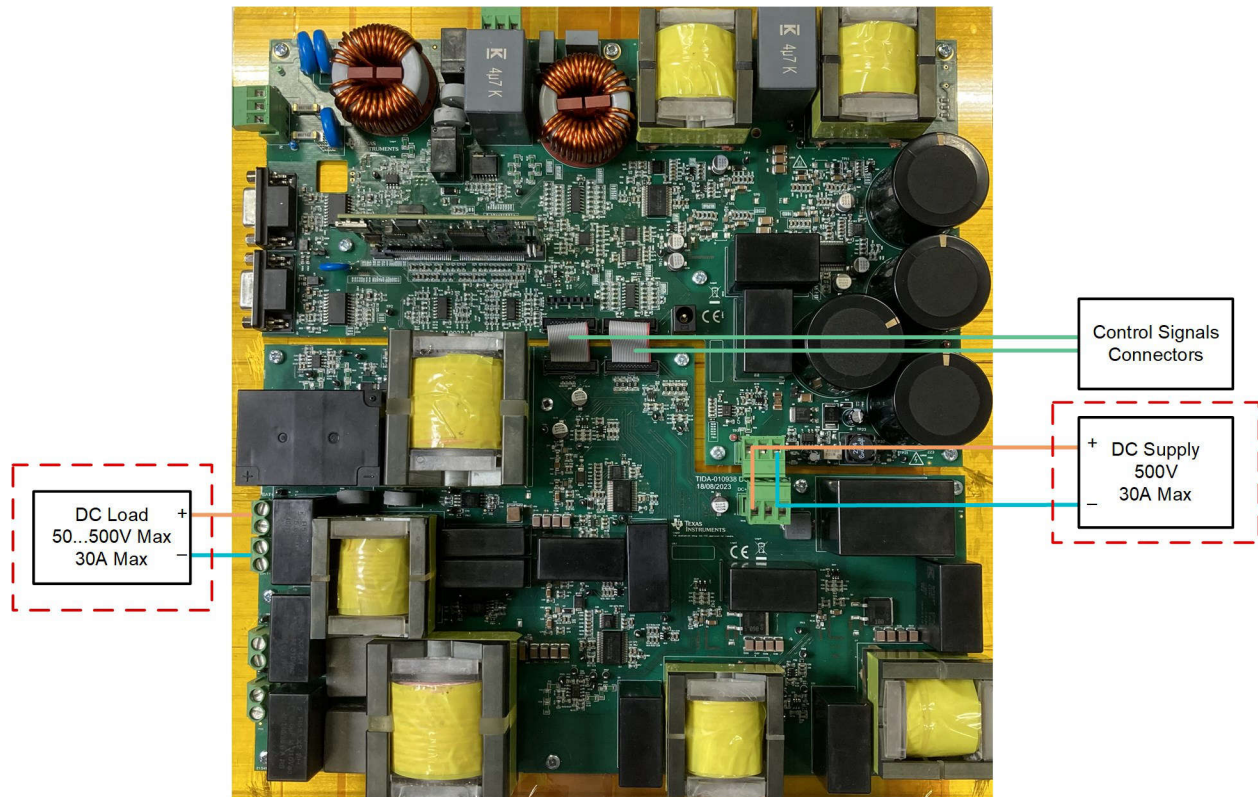


図 4-3. 降圧モードにおける双方向 DC/DC のテスト用接続

4.3.3 DC/AC 段

注

TIDA-010938 AC/DC 基板の E1 バージョンの場合、さまざまな変調方式でシステムを動作させるために以下のハードウェア変更を行ってください。

- **HERIC**

1. 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。

TIDA-010938 AC/DC 基板の E2 バージョンの場合、さまざまな変調方式でシステムを動作させるために以下のハードウェア変更を行ってください。

- **HERIC**

1. 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
1. 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
1. 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 4-4 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。

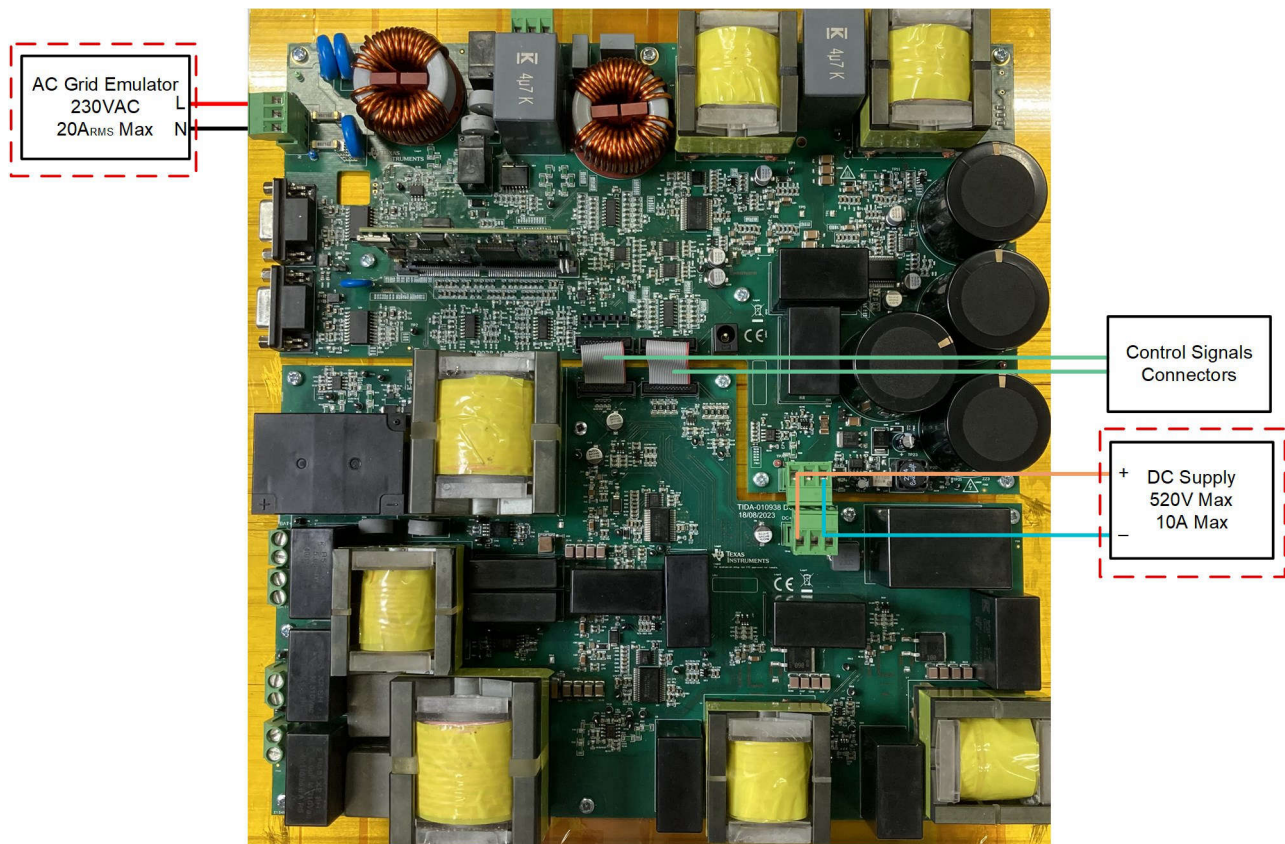


図 4-4. DC/AC のテスト用接続

4.4 テスト結果

4.4.1 昇圧コンバータ

スイッチング ノードの電圧は、図 4-5 に示すように測定されました。オーバーシュートとリ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 25ns です。

C4 - スwitchング ノード電圧

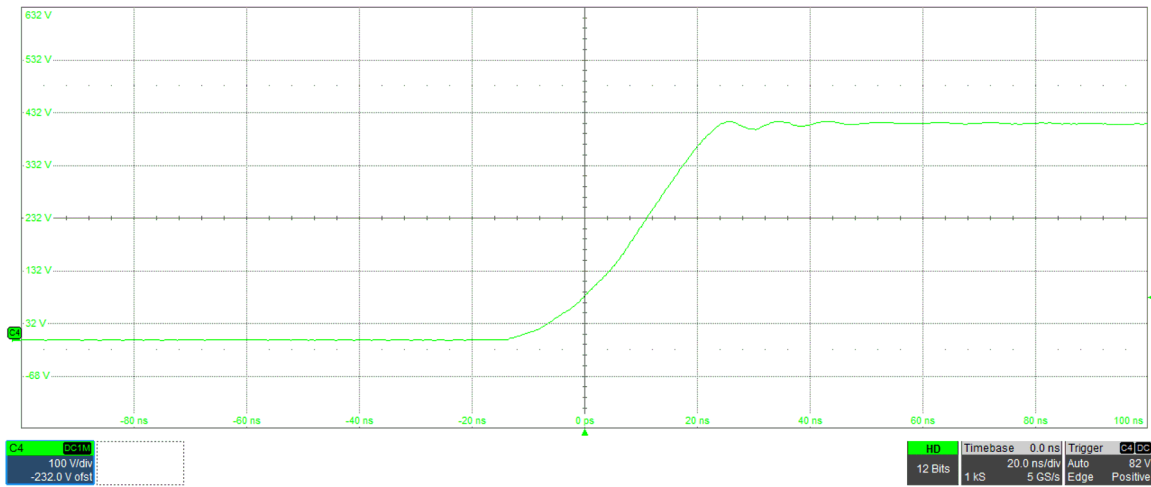


図 4-5. 昇圧スイッチング ノード

図 4-6 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、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 98.9% 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 99.3% に達していることを示しています。

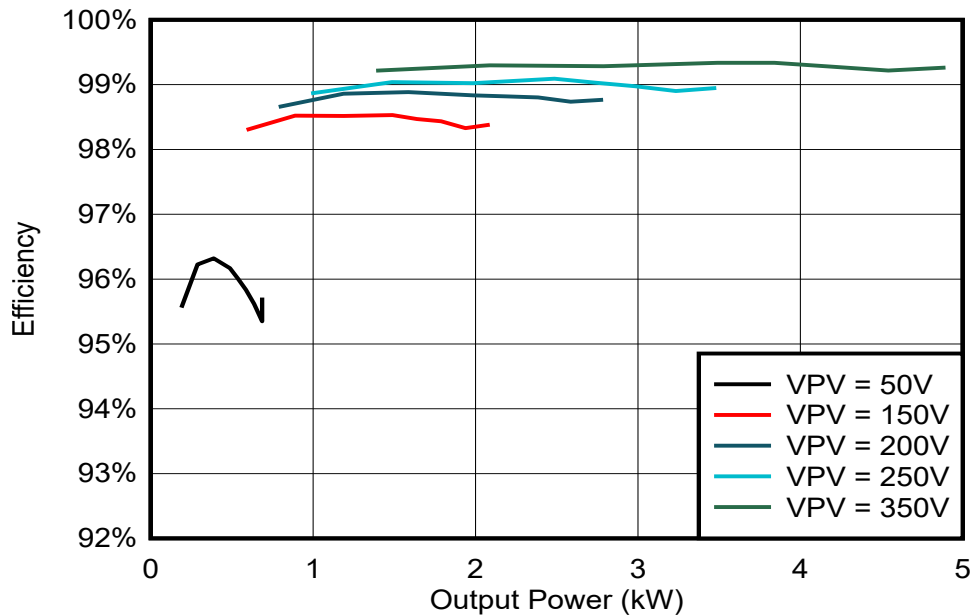


図 4-6. 昇圧コンバータの効率

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	$V_{IN} = 200V$ での効率	出力電力	$V_{IN} = 250V$ での効率	出力電力	$V_{IN} = 350V$ での効率
0.2kW	95.6%	0.6kW	98.3%	0.8kW	98.7%	1.0kW	98.9%	1.4kW	99.2%
0.3kW	96.2%	0.9kW	98.5%	1.2kW	98.9%	1.5kW	99.0%	2.1kW	99.3%
0.4kW	96.3%	1.2kW	99.5%	1.6kW	98.9%	2.0kW	99.0%	2.8kW	99.3%
0.5kW	96.2%	1.5kW	98.5%	2.0kW	98.8%	2.5kW	99.1%	3.5kW	99.3%
0.5kW	96.0%	1.6kW	98.5%	2.2kW	98.8%	2.7kW	99.0%	3.8kW	99.3%
0.6kW	95.8%	1.8kW	98.4%	2.4kW	98.8%	3.0kW	99.0%	4.2kW	99.3%
0.6kW	95.6%	1.9kW	98.3%	2.6kW	98.7%	3.2kW	98.9%	4.5kW	99.2%

表 4-1. 昇圧コンバータの効率 (続き)

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	$V_{IN} = 200V$ での効率	出力電力	$V_{IN} = 250V$ での効率	出力電力	$V_{IN} = 350V$ での効率
0.7kW	95.4%	2.1kW	98.4%	2.8kW	98.8%	3.5kW	99.0%	4.9kW	99.3%
0.7kW	95.7%								

図 4-7 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 ストリング入力 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 68°C 以上にはなりません。

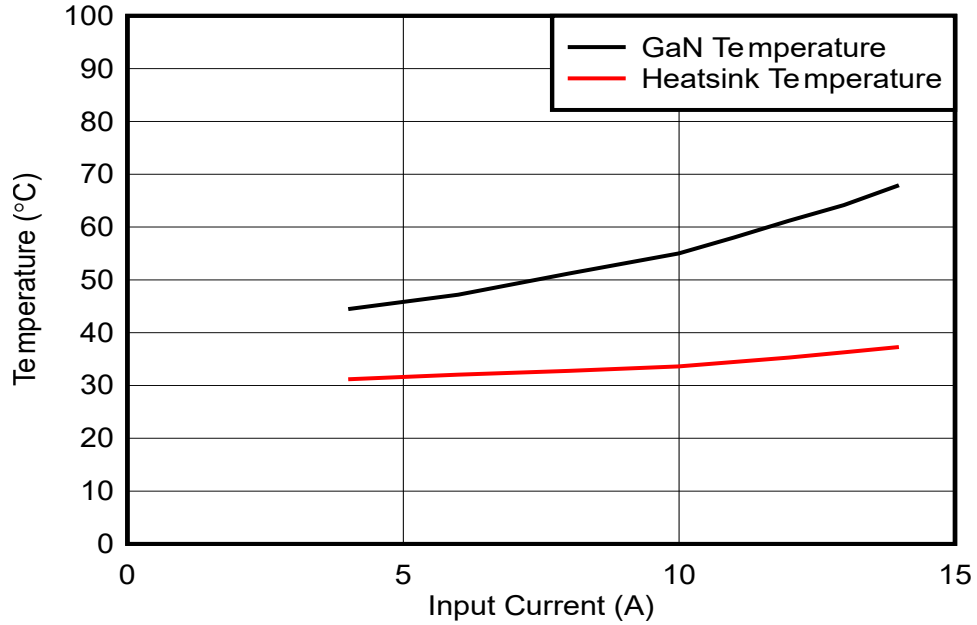


図 4-7. 昇圧コンバータの GaN とヒートシンク温度の関係

4.4.2 双方向 DC/DC コンバータ

4.4.2.1 降圧モード

図 4-8 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 97.9%、99.0%、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。

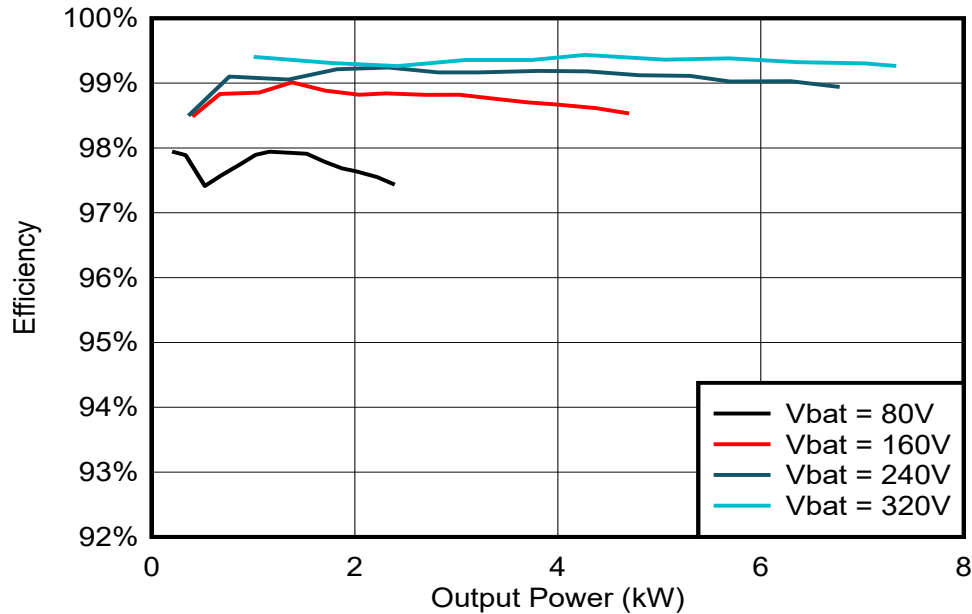


図 4-8. 降圧モードにおける双方向 DC/DC 効率

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	97.9%	0.4kW	98.5%	0.4kW	98.5%	1.0kW	99.4%
0.3kW	97.9%	0.7kW	98.8%	0.8kW	99.1%	1.8kW	99.3%
0.5kW	97.4%	1.1kW	98.9%	1.3kW	99.1%	2.4kW	99.3%
0.7kW	97.6%	1.4kW	99.0%	1.8kW	99.2%	3.1kW	99.4%
0.9kW	97.7%	1.7kW	98.9%	2.3kW	99.2%	3.7kW	99.4%
1.0kW	97.9%	2.0kW	98.8%	2.8kW	99.2%	4.3kW	99.4%
1.2kW	97.9%	2.3kW	98.8%	3.2kW	99.2%	5.1kW	99.4%
1.4kW	97.9%	2.7kW	98.8%	3.8kW	99.2%	5.7kW	99.4%
1.5kW	97.9%	3.0kW	98.8%	4.3kW	99.2%	6.4kW	99.3%
1.7kW	97.8%	3.4kW	98.8%	4.8kW	99.1%	7.0kW	99.3%
1.9kW	97.7%	3.7kW	98.7%	5.3kW	99.1%	7.3kW	99.3%
2.0kW	97.6%	4.0kW	98.7%	5.7kW	99.0%		
2.2kW	97.6%	4.4kW	98.6%	6.3kW	99.0%		
2.4kW	97.4%	4.7kW	98.5%	6.8kW	98.9%		

4.4.2.2 昇圧モード

図 4-9 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 97.7%、98.8%、99.3%、99.5% のピーク効率を達成していることがわかります。

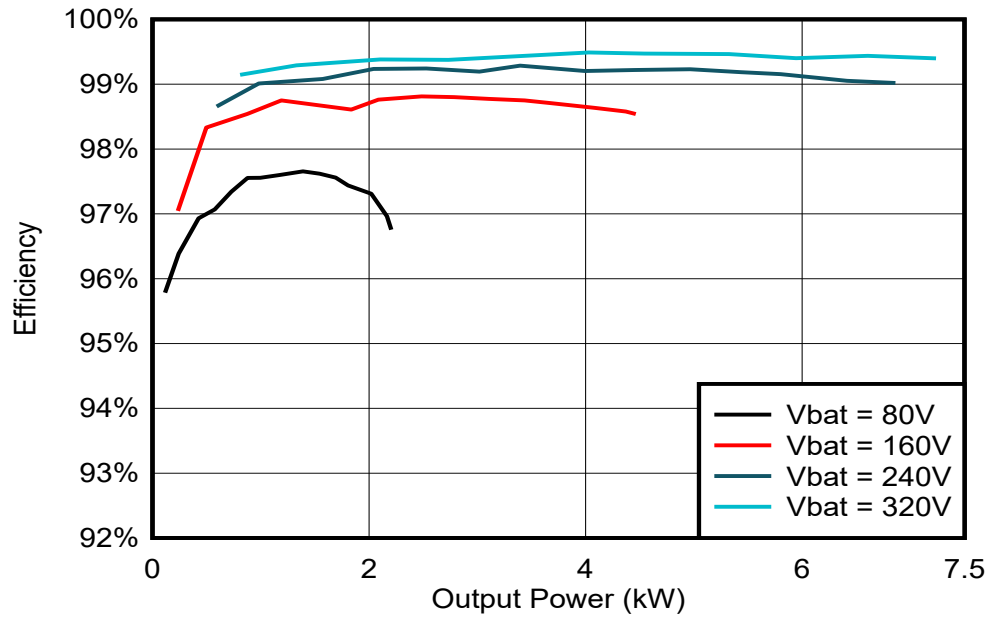


図 4-9. 昇圧モードにおける双方向 DC/DC 効率

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 = 160 V での効率	出力電力	VBat = 240 V での効率	出力電力	VBat = 320 V での効率
0.1kW	95.6%	0.2kW	97.0%	0.6kW	98.7%	0.8kW	99.1%
0.2kW	96.4%	0.5kW	98.3%	1.0kW	99.0%	1.3kW	99.3%
0.4kW	97.0%	0.9kW	98.5%	1.6kW	99.1%	2.1kW	99.4%
0.6kW	97.1%	1.2kW	98.8%	2.0kW	99.2%	2.7kW	99.4%
0.7kW	97.3%	1.8kW	98.6%	2.5kW	99.2%	3.4kW	99.4%
0.9kW	97.6%	2.1kW	98.8%	3.0kW	99.2%	4.0kW	99.5%
1.0kW	97.6%	2.5kW	98.8%	3.4kW	99.3%	4.5kW	99.5%
1.2kW	97.6%	2.8kW	98.8%	4.0kW	99.2%	5.3kW	99.5%
1.4kW	97.7%	3.1kW	98.8%	4.4kW	99.2%	5.9kW	99.4%
1.5kW	97.6%	3.4kW	98.8%	5.0kW	99.2%	6.6kW	99.4%
1.7kW	97.6%	3.7kW	98.7%	5.4kW	99.2%	7.2kW	99.4%
1.8kW	97.4%	4.1kW	98.6%	5.8kW	99.2%		
2.0kW	97.3%	4.4kW	98.6%	6.4kW	99.1%		
2.2kW	97.0%	4.5kW	98.5%	6.9kW	99.0%		
2.4kW	96.8%						

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ため、効率が低下しています。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。

図 4-10 に、コンバータが昇圧モードで動作している間の一方のレグのスイッチング 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。

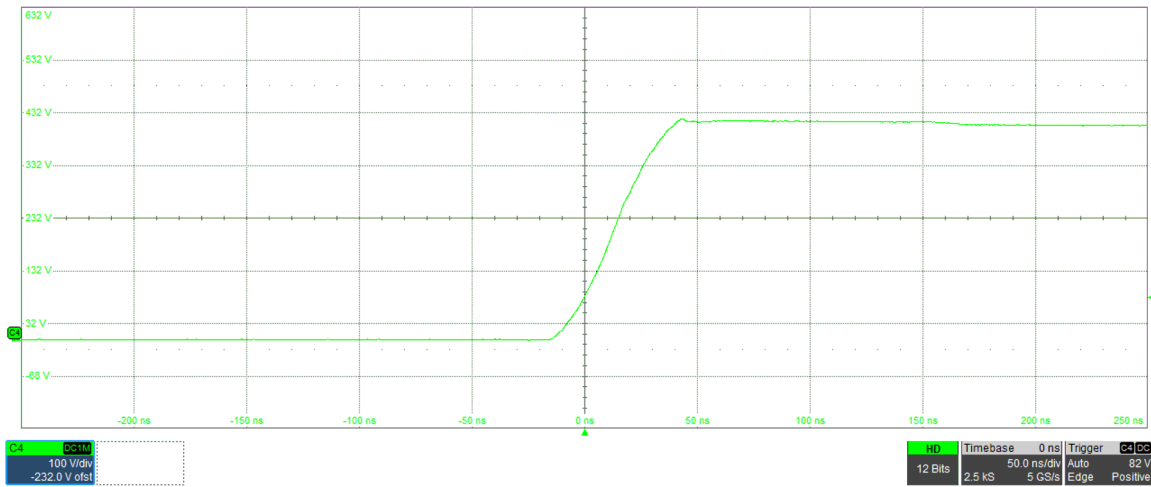


図 4-10. 昇圧モードにおける双方向 DC/DC スイッチング ノード

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、240V 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 70°C 以上にはなりません。

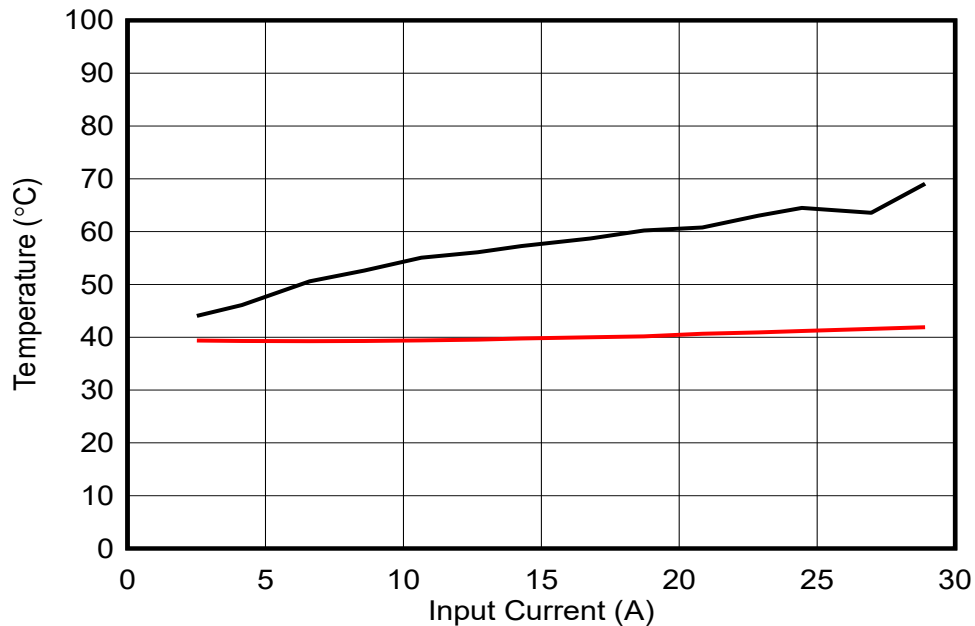


図 4-11. 双方向 DC/DC コンバータの GaN とヒートシンク温度の関係

4.4.3 DC/AC コンバータ

図 4-12 では、400V DC リンクから 230V AC に約 4.4kW の出力電力が供給されています。ライン電圧は黄色、ライン電流はピンク色でそれぞれ示しています。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緑色で示しています。

C1 - 出力電圧、C2 - 出力電流、C4 - DC バス電圧

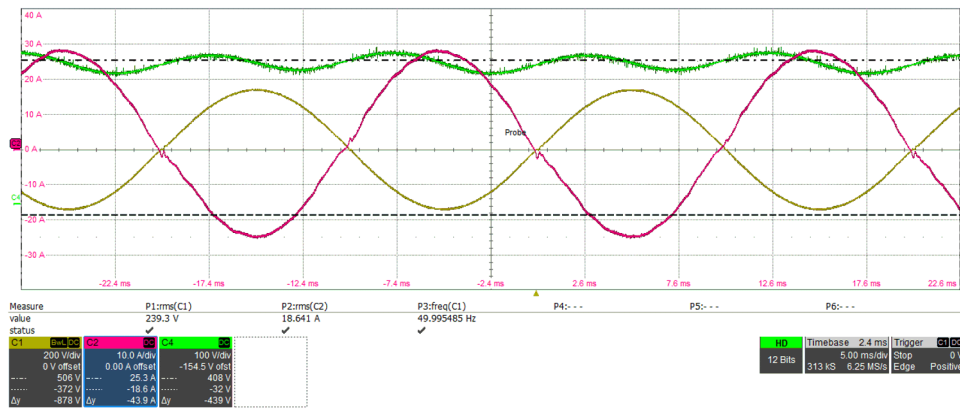


図 4-12. DC/AC ライン電圧、ライン電流、DC バス電圧

図 4-13 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 2.4kW、400V 入力で、 $\eta_{\text{peak}} = 98.4\%$ 、 $\eta_{\text{full-load}} = 98.2\%$ 、 $\eta_{\text{CEC}} = 98.3\%$ 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 $\eta_{\text{peak}} = 98.1\%$ 、 $\eta_{\text{full-load}} = 97.9\%$ 、 $\eta_{\text{CEC}} = 97.8\%$ 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 2.4kW、400V 入力で $\eta_{\text{peak}} = 98.5\%$ 、 $\eta_{\text{full-load}} = 98.2\%$ 、 $\eta_{\text{CEC}} = 98.4\%$ を達成しています。

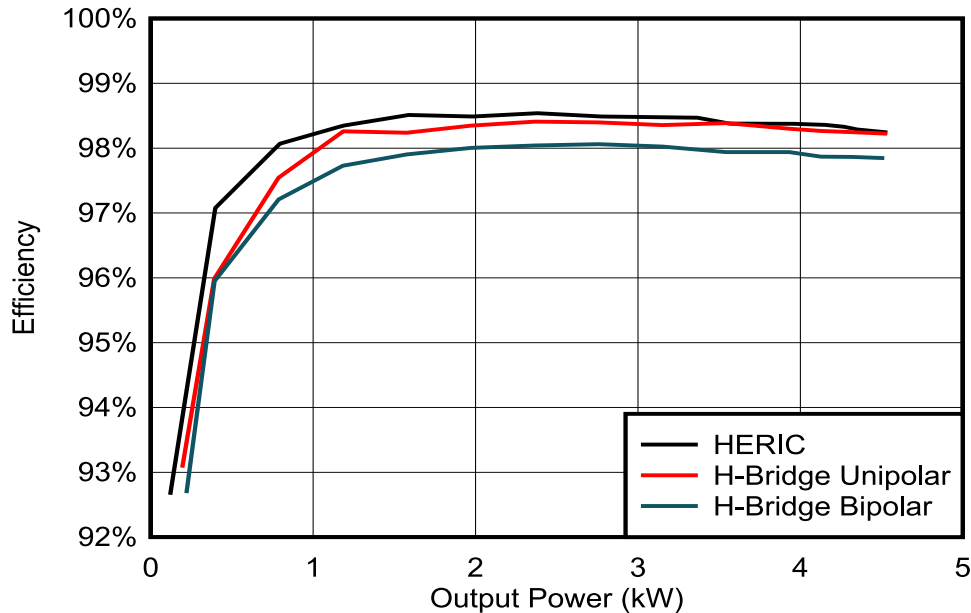


図 4-13. DC/AC の効率比較

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
0.2kW	93.1%	0.2kW	92.7%	0.1kW	92.7%
0.4kW	96.0%	0.4kW	95.9%	0.4kW	97.1%
0.8kW	97.5%	0.8kW	97.2%	0.8kW	98.1%
1.2kW	98.3%	1.2kW	97.7%	1.2kW	98.3%
1.6kW	98.2%	1.6kW	97.9%	1.2kW	98.4%

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
2.0kW	98.3%	2.0kW	98.0%	1.6kW	98.5%
2.4kW	98.4%	2.4kW	98.0%	2.0kW	98.5%
2.8kW	98.4%	2.8kW	98.1%	2.4kW	98.5%
3.2kW	98.4%	3.2kW	98.0%	2.8kW	98.5%
3.5kW	98.4%	3.5kW	97.9%	3.2kW	98.5%
3.9kW	98.3%	3.9kW	97.9%	3.4kW	98.5%
4.1kW	98.3%	4.1kW	97.9%	3.6kW	98.4%
4.3kW	98.2%	4.3kW	97.9%	4.0kW	98.4%
4.5kW	98.2%	4.5kW	97.8%	4.2kW	98.4%
				4.3kW	98.3%
				4.5kW	98.2%

さらに、[図 4-14](#) に示すように、ユニポーラ変調方式による H ブリッジのスイッチング ノードの電圧を測定しました。60kV/ μ s のスイッチングであっても、大きな過電圧は検出されていないことを画像から確認してください。立ち上がり時間は約 6ns です。

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

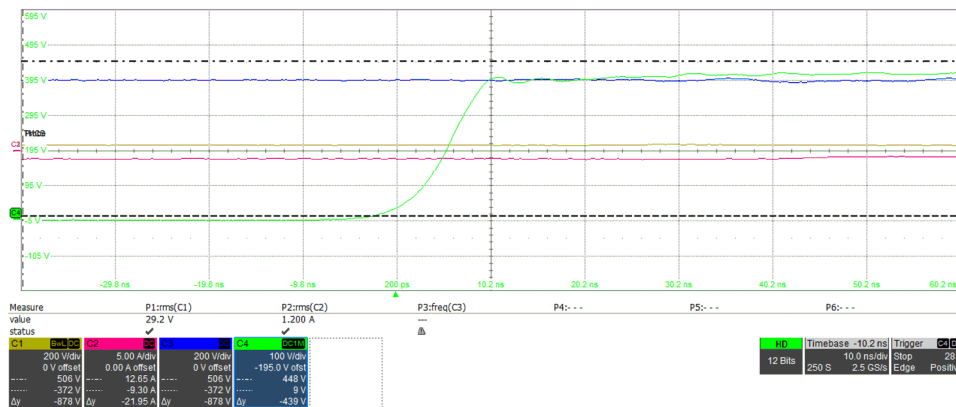


図 4-14. H ブリッジ ユニポーラの DC/AC スwitching ノード

[図 4-15](#) 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ました。60kV/ μ s のスイッチングであっても、大きな過電圧は検出されていないことを画像から確認してください。立ち上がり時間は約 6.5ns です。

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

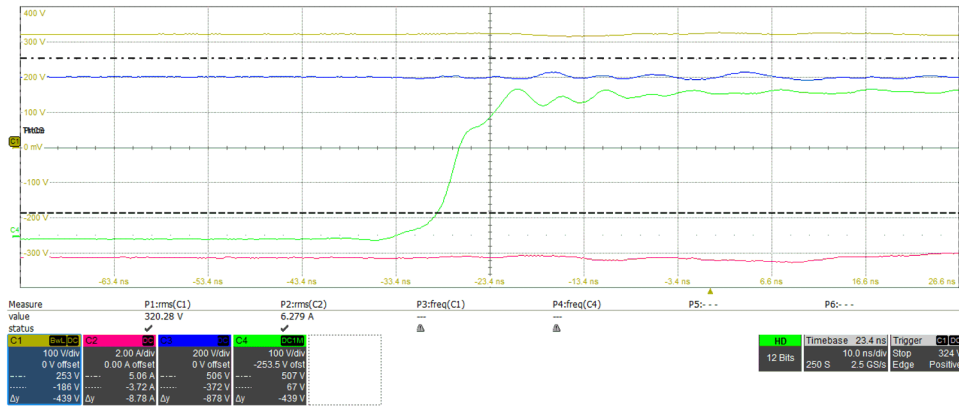


図 4-15. H ブリッジ バイポーラの DC/AC スイッチング ノード

図 4-16 に示すように、HERIC 変調方式のスイッチング ノードの電圧を測定しました。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。したがって、スイッチング ノードの電圧が 200V から 400V に上昇することがわかります。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 に変化する可能性があります。

C1 - ライン電圧、C2 - ライン電流、C3 - スイッチング ノード電圧、C4 - DC バス電圧

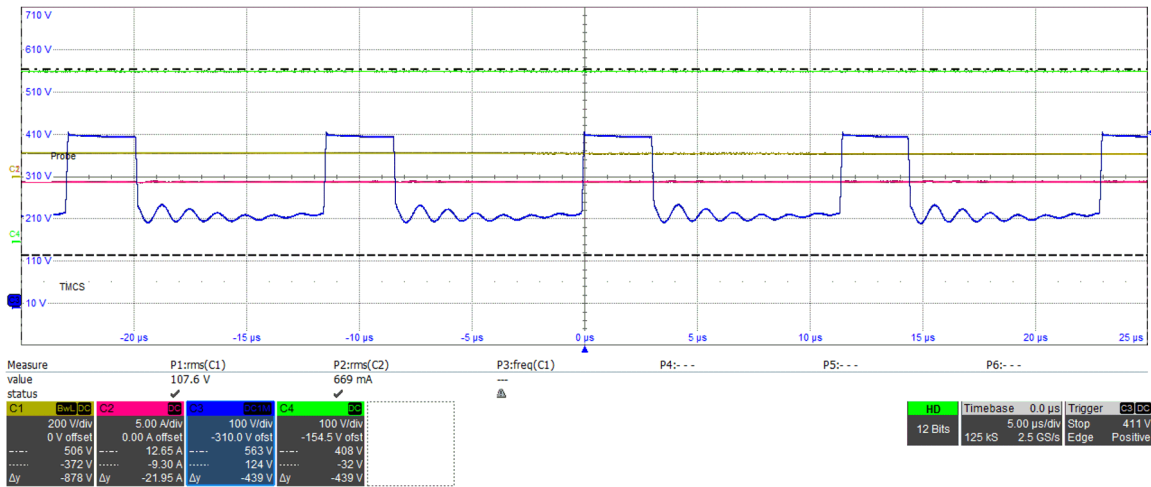


図 4-16. HERIC の DC/AC スイッチング ノード

図 4-17 には、対応する変調方式の全高調波歪み (THD) プロファイルも示されています。

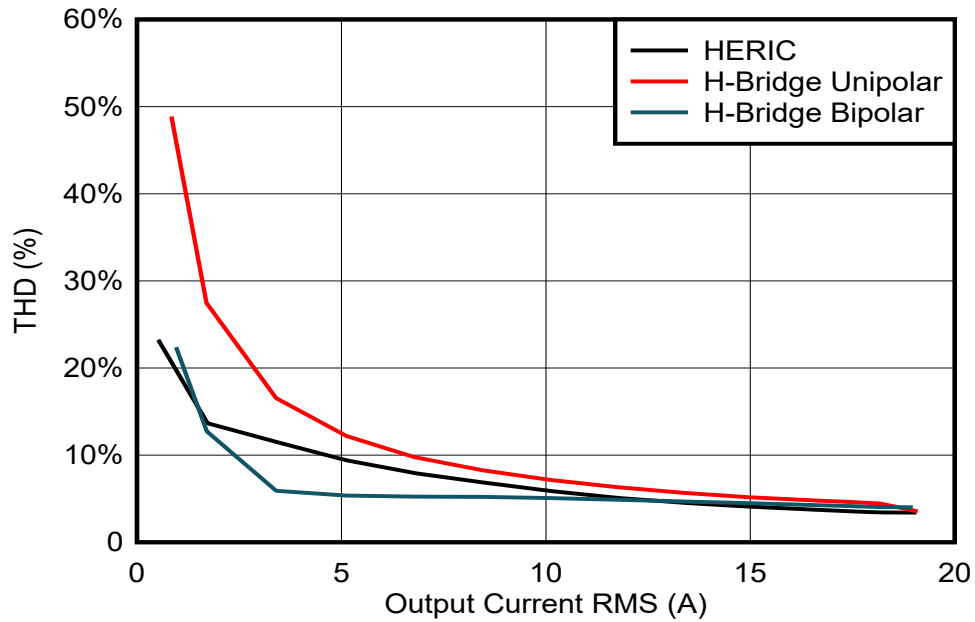


図 4-17. DC /AC の全高調波歪み

さらに、図 4-18 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。温度が 54°C 以上にならないことがわかります。

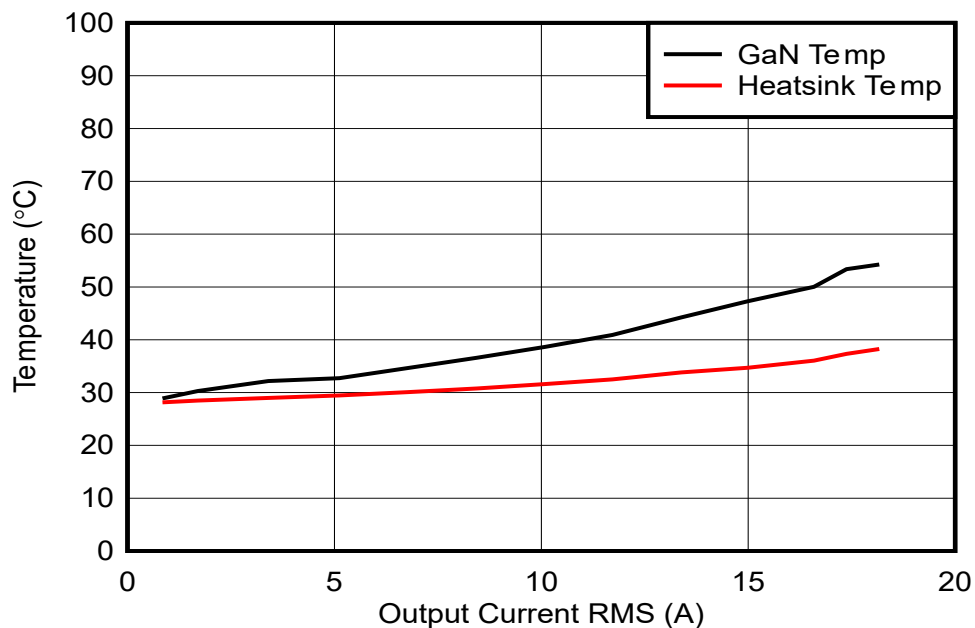


図 4-18. H ブリッジ ユニポーラの GaN とヒートシンク温度の関係

図 4-19 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。温度が 70°C 以上にならないことがわかります。

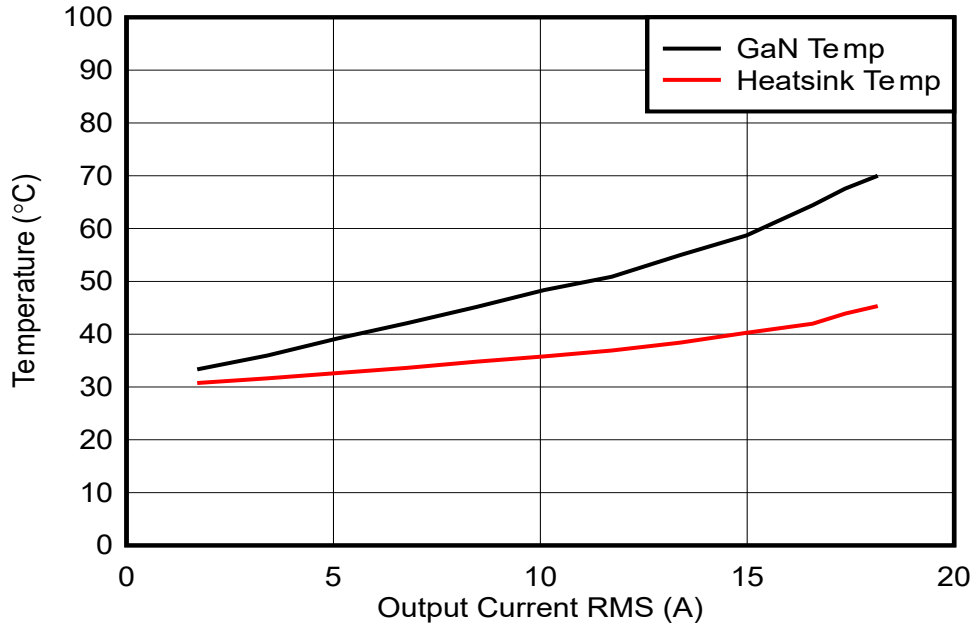


図 4-19. H ブリッジ バイポーラの GaN とヒートシンク温度の関係

図 4-20 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 54°C 以上にはなりません。

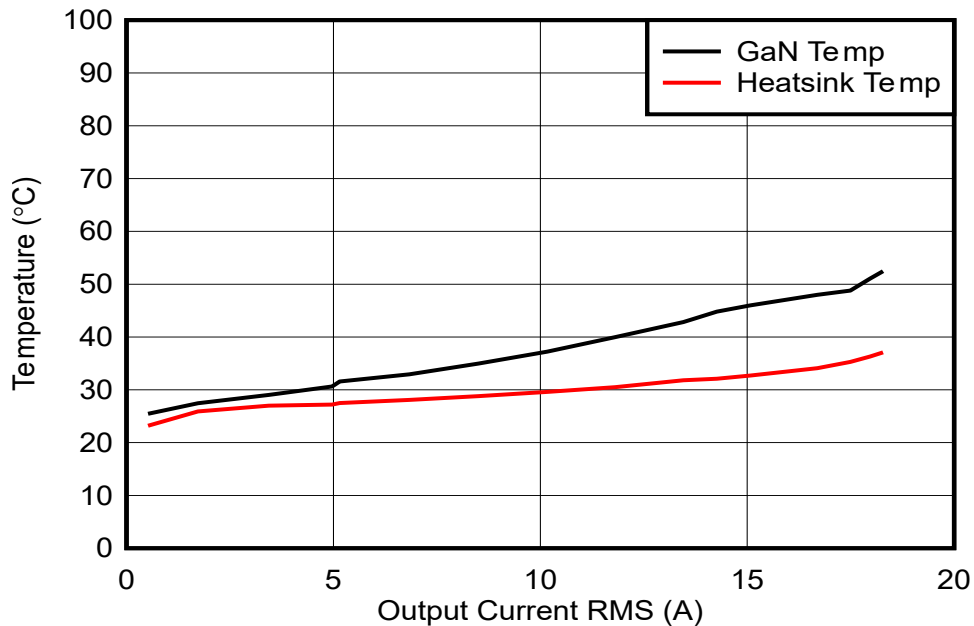


図 4-20. HERIC の GaN とヒートシンク温度の関係

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。

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

Changes from Revision * (April 2024) to Revision A (August 2024)	Page
ドキュメント全体にわたって表、図、相互参照の採番方法を更新.....	1
ドキュメントタイトルの 7.2kW を 10kW に変更	1
「概要」のトピックを更新し、ストリング入力とバッテリー ポートのさまざまな入力電圧範囲を反映させ、BESS 段の電力定格を公称 10kW に、AC/DC 段の電力定格を 4.6kW に更新。.....	1
ドキュメントタイトルの 7.2kW を 10kW に変更	1
電力密度を 2.5kW/L に変更.....	1
基板寸法を更新し、設計の電力密度を追加.....	2
各コンバータ段の主な仕様を更新.....	3
「昇圧コンバータによる PV 入力」のトピックを追加	4
「双方向 DC/DC コンバータ」のトピックを追加	5
「DC/AC コンバータ」のトピックを追加	7
「システム設計理論」のトピックを追加	9
「システムの概要」のセクションを更新し、基板の最新仕様を反映	14
セクションを更新し、更新されたテスト要件を反映.....	27
セクションを更新し、昇圧モードでの双方向 DC/DC コンバータのテスト結果と DC/AC コンバータのテスト結果を追加	31

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