参考資料

Design Guide: TIDA-010933

GaN 使用、1.6kW、双方向マイクロ 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、GaN を使った 4 チャネル、1.6kW 単相双方向マイクロ インバータを実装しています。このリファレンス デザインは、DC 側で最大 60V、±10A の 4 つの同一チャネルをサポートしています。これらのチャネルは、太陽光発電 (PV) パネルまたは 48V バッテリ エネルギー貯蔵システム (BESS) に接続できます。高電圧 (HV) 側では、このリファレンス デザインは単相 AC グリッドに接続されます。このリファレンス デザインでは、双方向の固定周波数 CLLLC コンバータを使って、低電圧 (LV) 側と高電圧 (HV) 側を絶縁しています。このリファレンス デザインの制御アルゴリズムは C2000™ マイコンに実装されています。

リソース

TIDA-010933	デザイン フォルダ
LMG2100R044、LMG3522R050	プロダクト フォルダ
TMCS1123、AMC3330	プロダクト フォルダ
AMC1311、ISO6741、UCC21540	プロダクト フォルダ
TMDSCNCD280039C	ツール フォルダ

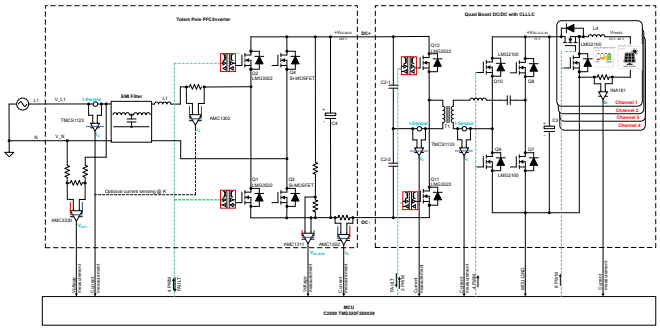
テキサス・インスツルメンツの TI E2E™ サポート エキスパートにお問い合わせください。

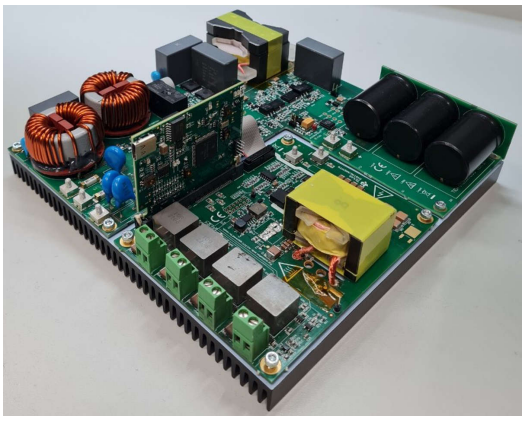
特長

- PV または 48V BESS 接続のための 4 つのチャネル
- 最大 1kW/L の高い電力密度
- 双方向電力フローと無効電力補償に対応
- デジタル制御を 1 つのコントローラ (TMS320F280039C) に実装
- 工業用温度範囲:-40℃～+85℃

アプリケーション

- マイクロ インバータ
- 電力変換システム (PCS)





Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

1 システムの説明

エネルギーの持続可能性とセキュリティは、太陽光発電およびエネルギー貯蔵システムなどの再生可能エネルギーの需要を加速させています。住宅向けの使用事例において、マイクロ インバータは、エンド ユーザーが簡単に設置できることと共に、コストと効率の観点から好ましいトレードオフを示します。反対に、エネルギー貯蔵システムは、双方向コンバータを持たない既存のマイクロ インバータ製品では困難です。

このリファレンス デザインは、PV 入力機能と 48V BESS を組み合わせるための完全な双方向電力フローに対応した 4 チャネル マイクロ インバータの実現可能な実装を示すことを意図しています。

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。

- PV またはバッテリ入力 (DC/DC コンバータ付き、個別の MPPT 機能付き)
- 絶縁型のコンデンサ - インダクタ - インダクタ - インダクタ - コンデンサ (CLLLC) コンバータ
- トーテムポール DC/AC コンバータ

高い電力密度と効率を実現するため、各段には GaN 技術を採用しています。

このリファレンス デザインは、機能ごとに分割された 2 枚のボードで構成されています。

第 1 のボードは DC/DC ボードと呼ばれ、4 つの入力 DC/DC コンバータと 1 つの絶縁型 CLLLC コンバータを実装しています。ボード内のすべての変換段には、テキサス・インスツルメンツの上面放熱型 GaN デバイスが使われており、これらの変換段はボードの裏側に配置されています。これにより、ヒートシンクへの電力損失の放散を可能にしています。

第 2 のボードは DC/AC ボードと呼ばれ、DC リンク電解コンデンサ、トーテムポール DC/AC コンバータ、プリチャージ回路、EMI フィルタを実装しています。トーテムポール DC/AC の高周波数のブランチには、テキサス・インスツルメンツの上面放熱型 GaN デバイスが使われています。

どちらの基板も、熱インターフェイス材料を使用して GaN FET に接続されたアルミニウム製ヒートシンクの上に取り付けられています。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 15mm × 250mm × 250mm です。システム全体の寸法は 40mm × 250mm × 250mm、したがって体積は 1.6 リットルです。電力密度の計算値は 1kW/リットルです。

1.1 DC/DC コンバータを備えた PV またはバッテリ入力

本マイクロ インバータ リファレンス デザインに接続された各 PV パネルまたはバッテリは、入力によって電圧が異なる原因となる可能性があります。

このリファレンス デザインには 4 つの入力段があり、各段は独立して次のように動作できます。

- 入力から内部 75V レールに電力を伝える DC/DC 昇圧コンバータ
- 75V レールから入力に電力を伝える DC/DC 降圧コンバータ

これらの段は入力電圧および電流を制御します。また各 PV パネルのために最大電力点追従 (MPPT) アルゴリズムを実装できます。各入力に対して、次の 3 つの使用事例が考えられます。

- 個別 MPPT による PV パネル接続
- バッテリ充電
- バッテリ放電

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

図 1-1 に、入力チャネルのブロック図を示します。

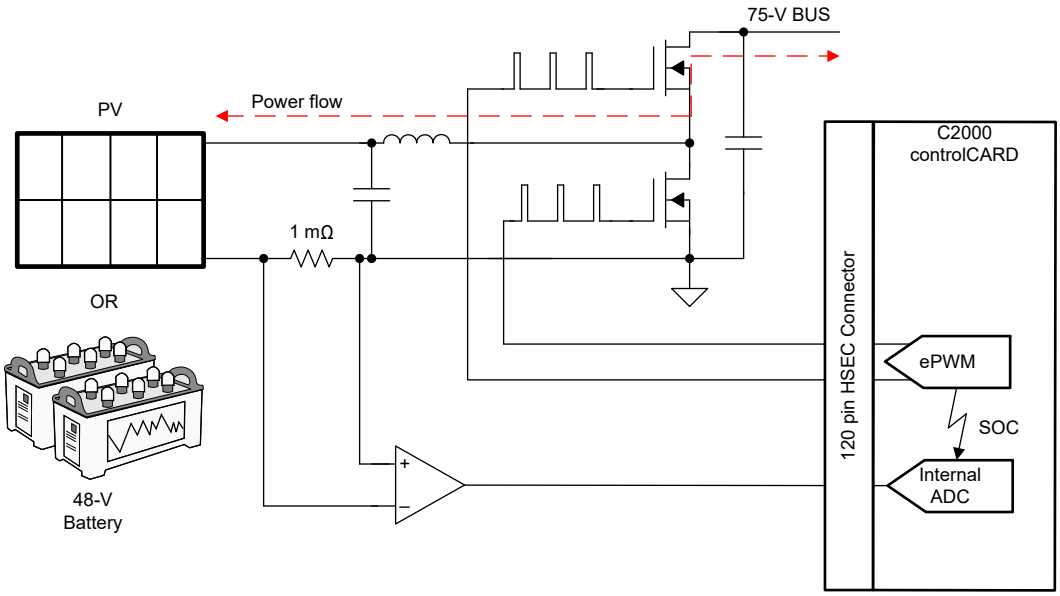


図 1-1. 入力チャネルのブロック図

1.2 絶縁型 CLLLC コンバータ

マイクロ インバータでは、以下のようなさまざまな理由により、PV パネルと AC グリッドの間を絶縁する必要があります。

- 電気的安全性
- パネルとグリッドの間を流れる同相モード電流の低減
- 高い入力 / 出力電圧比

安全性の観点から考えると、エンド ユーザーが PV パネルに触れる可能性があることから、絶縁により感電の危険性を低減できます。PV の表面は、接地された屋根または付近のその他の表面の上に露出されるため、同相モード電流は、PV アプリケーションではよく知られた課題です。この非常に大きな表面積は、パネルとグランドの間に大きな寄生容量 (200nF/kW) をもたらします。コンバータの同相モード電圧を十分に低減しないと、この寄生容量により、大きな同相モード電流がシステムに流れ込む可能性があります。システム内に流れる寄生電流を大幅に低減させるための一般的な戦略は、パネルとグリッドの間に絶縁段を追加することです。

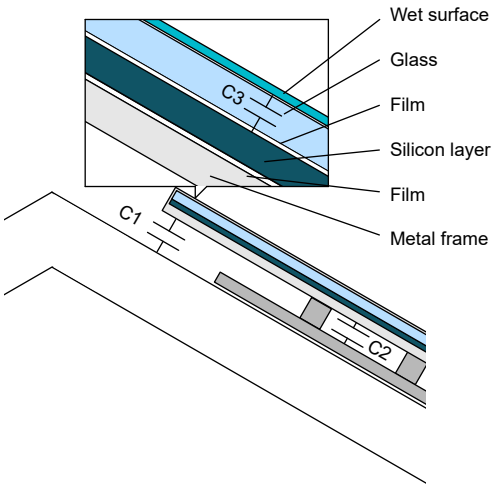


図 1-2. PV パネルの寄生容量

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

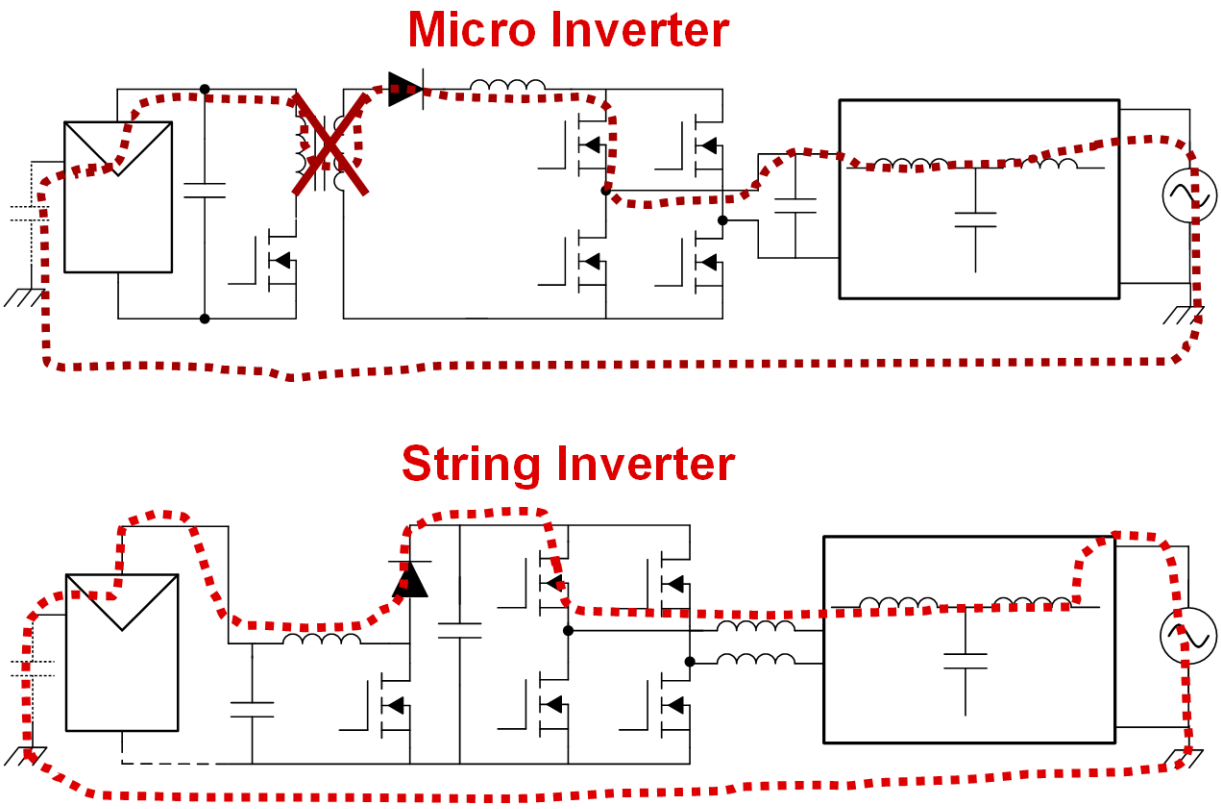


図 1-3. 同相モード ノイズの阻止

絶縁型トランスを使用する 3 番目の理由は、75V から 400V に電力を効率的に変換するためです。

非絶縁型 DC/DC を使用して 75V から 400V に変換する場合、デューティ サイクルが非常に小さい、インダクタとスイッチでの損失が大きいなどの課題が発生します。変換段の効率と放熱性能を向上させるため、トランス CLLLC を採用しました。

CLLLC コンバータの入力および出力電圧は固定であり、それぞれ PV またはバッテリ入力と DC/AC コンバータによって安定化されます。これは、この段では電圧レギュレーションが不要であることを意味します。

これらすべての要件に対応するため、固定周波数の CLLLC トポロジを選択しました。その結果、磁気部品の小型化と高効率を実現できました。このコンバータは、最も有利な条件で動作し、負荷範囲全体でゼロ電圧スイッチング (ZVS) を実現するように最適化できます。

効率を高め、双方向の電力フローを実現するため、このリファレンス デザインでは、同期整流 (SR) 付き CLLLC トポロジを採用しています。電力が LV から HV に流れる場合、SR は HV 側に実装されます。逆方向に電力が流れる場合、励起は HV 側、SR は LV 側に実装されます。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

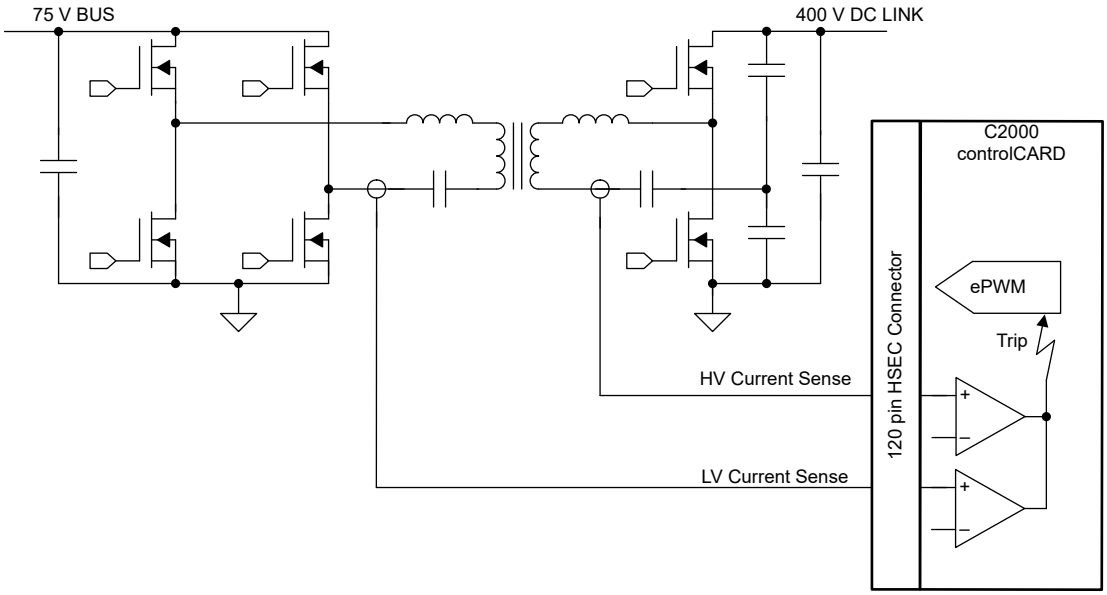


図 1-4. CLLLC のブロック図

CLLLC コンバータ内のトランスの駆動は、2 つの可能な構成 (フル ブリッジ構成とハーフ ブリッジ構成) によって実現できます。フル ブリッジでは、ハーフ ブリッジ構成と比較して、2 倍のスイッチ数が必要です。一方、ハーフ ブリッジでは、同じ電力レベルで 2 倍の電流が流れます。

LV 側では電流が大きいため、フルブリッジ コンバータが最善の選択肢です。HV 側ははるかに高い電圧と低い電流レベルであるため、ハーフ ブリッジ コンバータが最適な設計です。

1.3 DC/AC コンバータ

このマイクロ インバータのリファレンス デザインでは、トーテムポール トポロジを選択しました。トーテムポール トポロジは、その他の DC/AC トポロジと比較して、より高い性能とより低いコストを実現します。トーテムポールの欠点は、H ブリッジ、バイポーラ、高効率高信頼性インバータ コンセプト (HERIC) など、その他の DC/AC トポロジと比べて同相モード ノイズが大きいことです。逆に、パネルとグリッドの間が絶縁されているため、DC から AC に流れるリーク電流を大幅に低減できます。トーテムポールは、連続導通モード (CCM) で動作するように設計されています。その結果、ピーク ツー ピーク リップル電流が小さいため、不連続導通モード (DCM) に対して導通損失が小さく、EMI 特性が改善されます。図 1-5 に、このトポロジのブロック図を示します。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

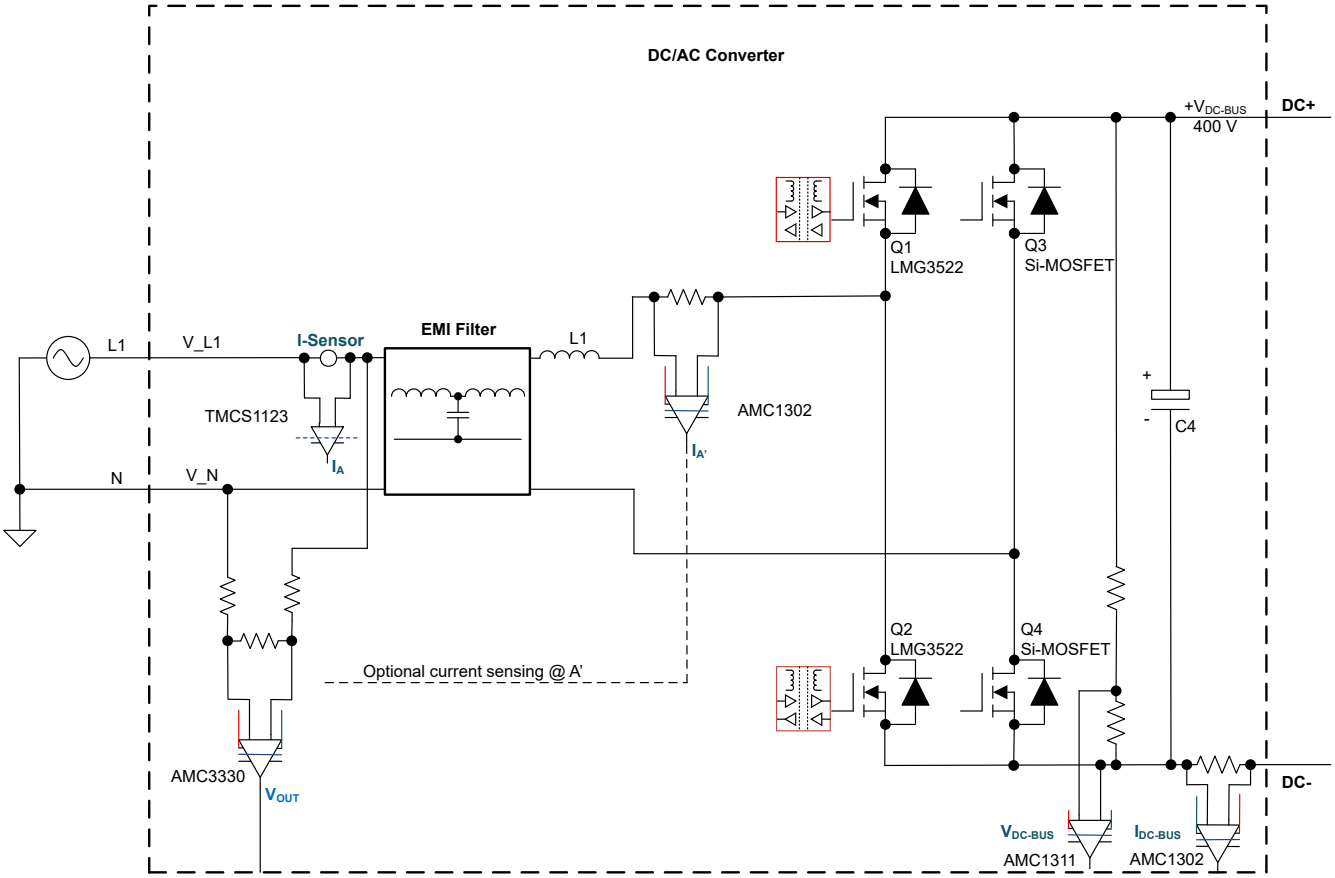


図 1-5. トーテムポール DC/AC のブロック図

トーテムポール DC/AC には、2 つのハーフ ブリッジがあります。1 つは高い周波数で動作し、もう 1 つはライン周波数で動作します。正弦波グリッド電流制御用に 125kHz のスイッチング周波数を実現するため、高周波数スイッチには GaN 技術を採用しています。

低周波数スイッチは、グリッド電圧整流器として動作します。負の半サイクル中、スイッチ Q4 が連続的にオン、Q3 がオフになり、正の半サイクル中、スイッチ Q4 がオフ、スイッチ Q3 が連続的にオンになります。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。

1.4 主なシステム仕様

表 1-1 に、このリファレンス デザインの主な仕様を示します。

表 1-1. 主なシステム仕様

パラメータ	仕様	備考
入力 DC 電圧範囲	30V～60V	
最大入力 DC 電流	10A	入力インダクタの飽和電流により制限
DC/DC 昇圧コンバータのスイッチング周波数	250kHz	
入力チャネル数	4	
CLLLC スイッチング周波数	500kHz	

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

表 1-1. 主なシステム仕様 (続き)

パラメータ	仕様	備考
公称出力電圧	400V	DC/AC ボードなしでは、出力電圧のレギュレーションは行われません。DC/AC ボードで使うか、DC 負荷で出力電圧をクランプします。
最大出力電流	4A	
公称出力 AC 電圧	230VAC	120VAC 動作には LMG3522R030 が必要
出力 AC 電流	7A	
DC/AC 段のスイッチング周波数	125kHz	

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お勧めします。

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℃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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

2 システム設計理論

2.1 昇圧コンバータの設計

インダクタは、電源レギュレータ設計で最も重要な部品です。インダクタには、インダクタの値、飽和電流、DC 抵抗 (DCR) という 3 つの重要な仕様があります。

昇圧レギュレータのインダクタ DC 電流は、式 1 で計算できます。

$$I_{L(DC)} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \tag{1}$$

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 は電力変換効率で、ほとんどのアプリケーションでは 90% を使用

インダクタのリップル電流は、式 2 を使って計算されます。

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}} \tag{2}$$

ここで、

- D はデューティ サイクル
- L はインダクタのインダクタンス値
- f_{SW} はスイッチング周波数
- V_{IN} は昇圧コンバータの入力電圧

したがって、インダクタのピーク電流は式 3 で計算されます。

$$I_{L(P)} = I_{L(DC)} + \frac{\Delta I_{L(P-P)}}{2} \tag{3}$$

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。ただし、同時に負荷過渡応答時間が長くなります。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。

2.2 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。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、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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

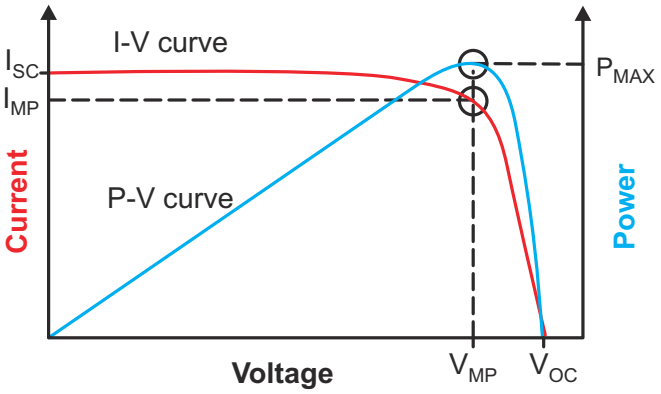


図 2-1. ソーラー パネルの特性、I-V 曲線と P-V 曲線

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。

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下図に示します。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。

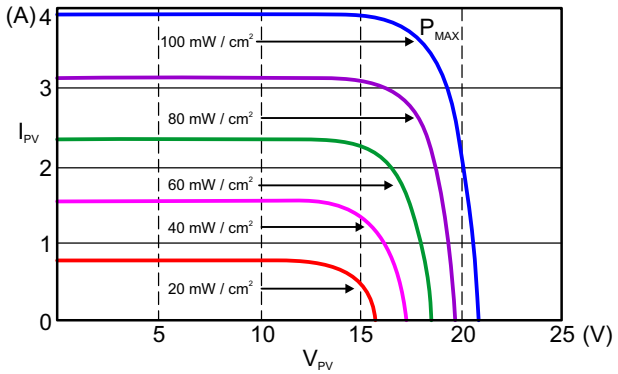


図 2-2. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力変動—グラフ A

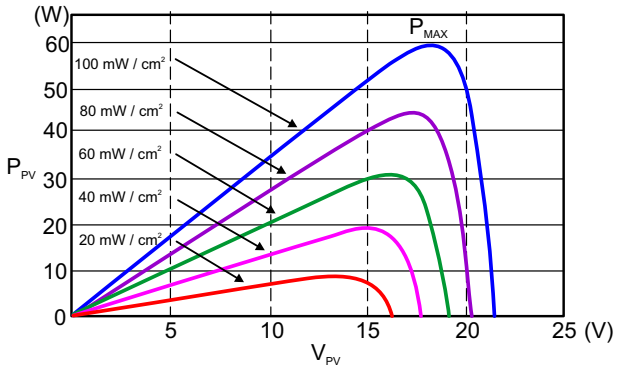


図 2-3. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力変動—グラフ B

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、太陽光発電パネル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、パネル電圧に摂動を加えることができます。パネル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。パネル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パネル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、システムはパネルの 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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

2.3 CLLLC コンバータの設計

CLLLC コンバータでは、高効率を達成するため、共振タンクおよびトランスを適切に設計する必要があります。第 2 の目標は、スイッチング周波数範囲全体にわたって十分な電圧ゲインを確保することです。この CLLLC では、入力および出力電圧は一定です。これは、CLLLC コンバータが固定共振周波数で動作し、可能な最も小さい損失を達成できることを意味します。

共振コンバータでは、入力および出力電圧範囲全体をカバーするのに十分なゲインを確保できるように共振タンクを設計します。同時に、負荷および周波数範囲全体で誘導性電流が生成されるようにタンクを設計します。共振コンバータ設計のより詳細な手順については、『LLC 共振ハーフ ブリッジ パワー コンバータの設計』を参照してください。

2.3.1 ゼロ電圧スイッチング (ZVS) の達成

共振コンバータ用のトランスは、両側のスイッチの出力容量を放電するのに十分な励磁電流を供給できるように設計する必要があります。満たすべき条件は 2 つあります。励磁および共振インダクタに蓄積されたエネルギーが、両側のスイッチの出力容量に蓄積されたエネルギーよりも確実に大きくなるようにします。また、励磁電流は、所定のデッド タイム内にスイッチの静電容量を放電するのに十分な大きさである必要があります。

$$\frac{(L_M + L_R) \times I_{M_PEAK}^2}{2} \geq \frac{C_{EQ} \times V_{IN}^2}{2} \tag{4}$$

ここで、

- I_{M_PEAK} はトランスの最大ピーク電流
- L_M はトランスの励磁インダクタンス
- L_R は共振タンク インダクタンス
- V_{IN} は CLLLC コンバータの入力電圧
- C_{EQ} はスイッチング ノードの等価静電容量

$$L_M \leq \frac{T_{DT}}{4 \times C_{EQ} \times f_{sw}} \tag{5}$$

ここで、

- T_{DT} はデッド タイムの持続時間
- C_{EQ} はスイッチング ノードの等価静電容量
- L_M はトランスの励磁インダクタンス
- f_{SW} は CLLLC コンバータのスイッチング周波数

第 1 の条件 (式 4) はエネルギー要件であり、第 2 の条件 (式 5) はスルーレート要件です。

ピーク励磁電流は、励磁電流のピーク ツー ピーク値の半分です。

$$I_{M_{PEAK}} = \frac{V}{4 \times (L_M + L_R) \times f_{sw}} \tag{6}$$

等価静電容量は、LV 側の静電容量と、LV 側から見た HV 側の静電容量の和です。

$$C_{EQ} = C_P + C'_S \tag{7}$$

ここで、

- C_{EQ} はスイッチング ノードの等価静電容量
- C_P は 1 次側スイッチの静電容量
- C'_S は、1 次側から見た 2 次側スイッチの静電容量

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

1 次側から見た静電容量 C'_S は、トランス比を使用して以下のように計算できます。

$$C'_S = C_S \text{ x } \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 \tag{8}$$

ここで、

- C_S は 2 次側スイッチの静電容量
- N_S は 2 次側巻線の巻き数
- N_P は 1 次側巻線の巻き数

スイッチの出力容量が最大励磁インダクタンスを制限します。$R_{DS(on)}$ と C_{OSS} のトレードオフとしてスイッチを選択します。

2.3.2 共振タンク設計

共振コンバータの場合、周波数と負荷の全範囲にわたって十分な電圧ゲインを確保できるように、共振タンクを設計する必要があります。共振周波数で動作する固定周波数コンバータでは、ゲインは 1 であり、負荷には依存しません。このコンバータでは、トランスのリーケージ インダクタンスを共振インダクタとして使用しているため、システム損失を低減できます。

固定周波数コンバータの共振タンクを設計するには、タンクの共振周波数をスイッチング周波数に一致させる必要があります。直列共振周波数は、以下の式を使って計算できます。

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_R \times C_R}} \tag{9}$$

与えられた共振インダクタンスを使って、必要な直列容量を次の式で計算できます。

$$C_R = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times f_0^2 \times L_R} \tag{10}$$

2 次側の共振タンクは、共振部品を HV 側に反映させることで計算できます。HV 側のリーケージ インダクタンスは、次の式で決定されます。

$$L_{KS} = \frac{L_{KP}}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2} \tag{11}$$

2 次側の共振容量は式 12 を使って求められます。

$$C_{RS} = C_{RP} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 \tag{12}$$

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

2.4 DC/AC コンバータの設計

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。トーテムポール DC/AC のインダクタンス値は、式 13 を使って計算できます。

$$L \geq \frac{D \times (1 - D)}{\Delta I_{pk-pk} \times f_{sw}} \times V_{OUT} \tag{13}$$

ここで、

- D はデューティ サイクル
- f_{SW} はスイッチング周波数
- V_{OUT} は DC リンク電圧
- I_{pk-pk} は、式 14 に示すように計算されました。

$$I_{pk-pk} = \frac{K_{ripple} \times P_{nom}}{V_{OUT}} \tag{14}$$

ワーストケースの電流リップルは、デューティ サイクルが 50% に等しい場合の値です。

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。必要な DC リンク容量は、式 15 に示すように計算できます。

$$C_{OUT} \geq \frac{P_{OUT}}{2 \times V_{OUT} \times \pi \times f_{line} \times V_{ripple}} \tag{15}$$

ここで、

- V_{OUT} は DC リンクの電圧の公称値
- F_{line} 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

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3 システム概要

3.1 ブロック図

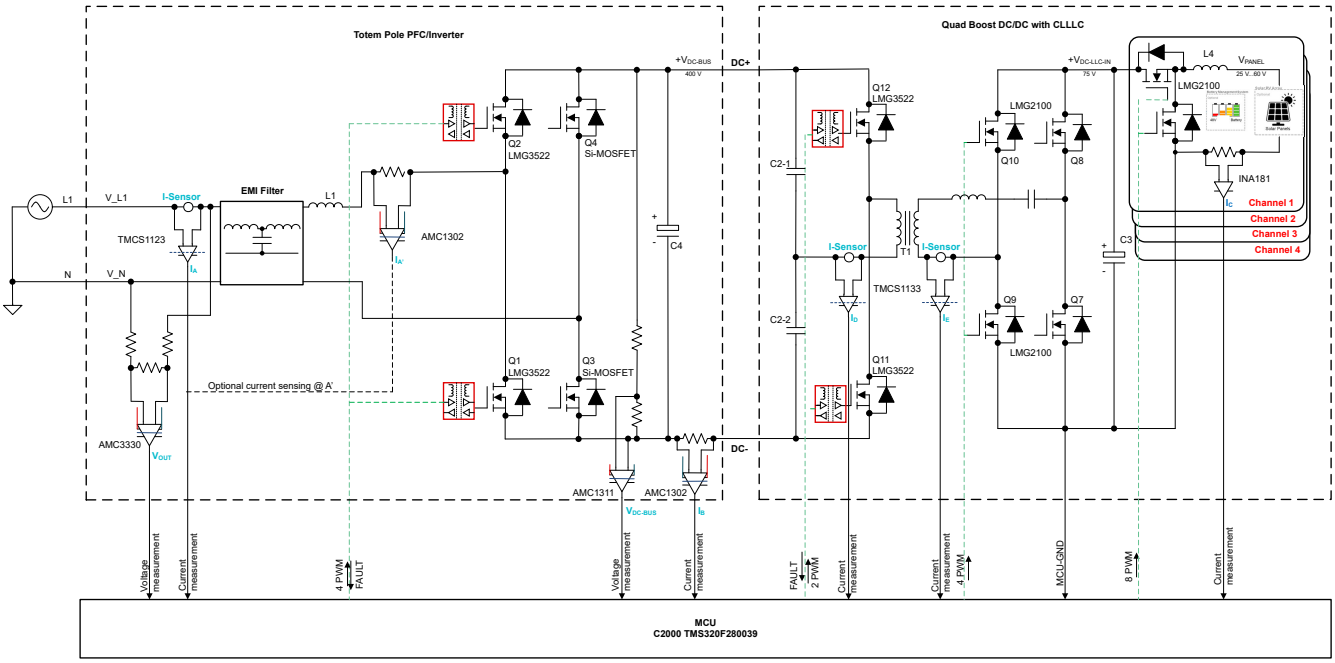


図 3-1. TIDA-010933 のブロック図

3.2 設計上の考慮事項

3.2.1 DC/DC コンバータ

このリファレンス デザインの初段は LV 非絶縁型 DC/DC コンバータです。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 4 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。大半の PV パネルの電圧は 30～50V の範囲にあり、完全に充電された 48V バッテリは 55V～60V であるため、共通バスの公称電圧として 75V を選択しました。

パラメータ	値
入力電圧	30V～60V
出力電圧	75V
入力電流	10A
入力電力	400W
効率	> 99%

このリファレンス デザインでは、ほぼすべての電圧および電流条件で CCM を維持するように、本 DC/DC コンバータは設計されています。CCM 動作は、中および重負荷での高い効率と、より優れた EMI 性能を達成するのに役立ちます。ただし、軽負荷の場合、CCM モードでは導通損失とコア損失が大きくなるため、効率が低下します。負荷が非常に軽い場合、本コンバータは不連続導通モード (DCM) で動作します。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

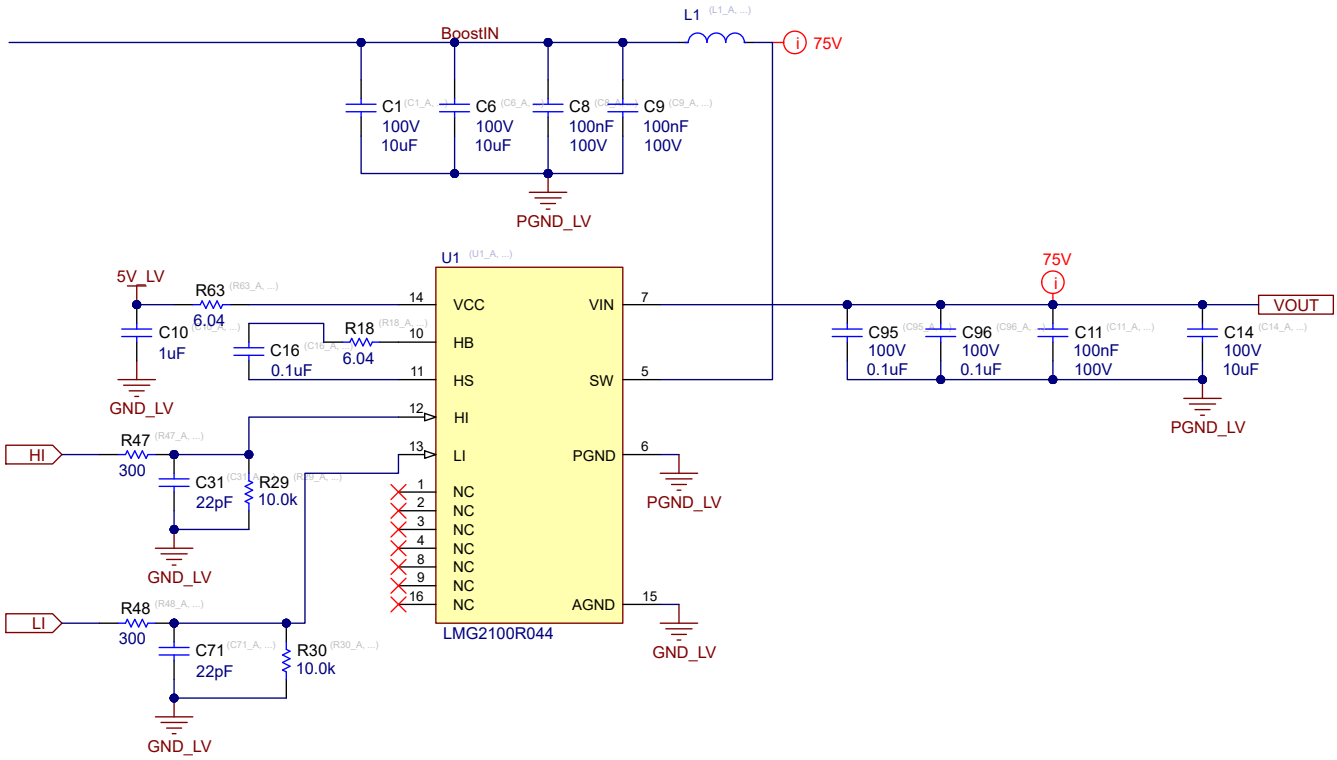


図 3-2. DC/DC コンバータ

この段には LMG2100R044 が使われています。このデバイスは集積度が高く、マイコンからのデジタル ラインで制御できます。ノイズを除去するために単純なフィルタが配置されています。電流リップルに対処するため、高品質の入力および出力セラミック コンデンサが必要です。LMG2100R044 のスイッチング性能は非常に高く、寄生インダクタンスと電源ループが重要です。寄生インダクタンスの影響を低減する目的で、特殊なレイアウトを採用しているため、スイッチング ノードの電圧スパイクが低減されています。高周波用セラミック コンデンサを VIN ピンに近付けて配置し、帰路は直下の内層に配線します。この配線は PCB 層の中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ます。2 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 1/2 に減らすことができます。図 3-3 に、LMG2100R044 のレイアウトを示します。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

図 3-3 において、寄生インダクタンスを低減するため、電流の帰路は内層 (青緑色) に配置されています。

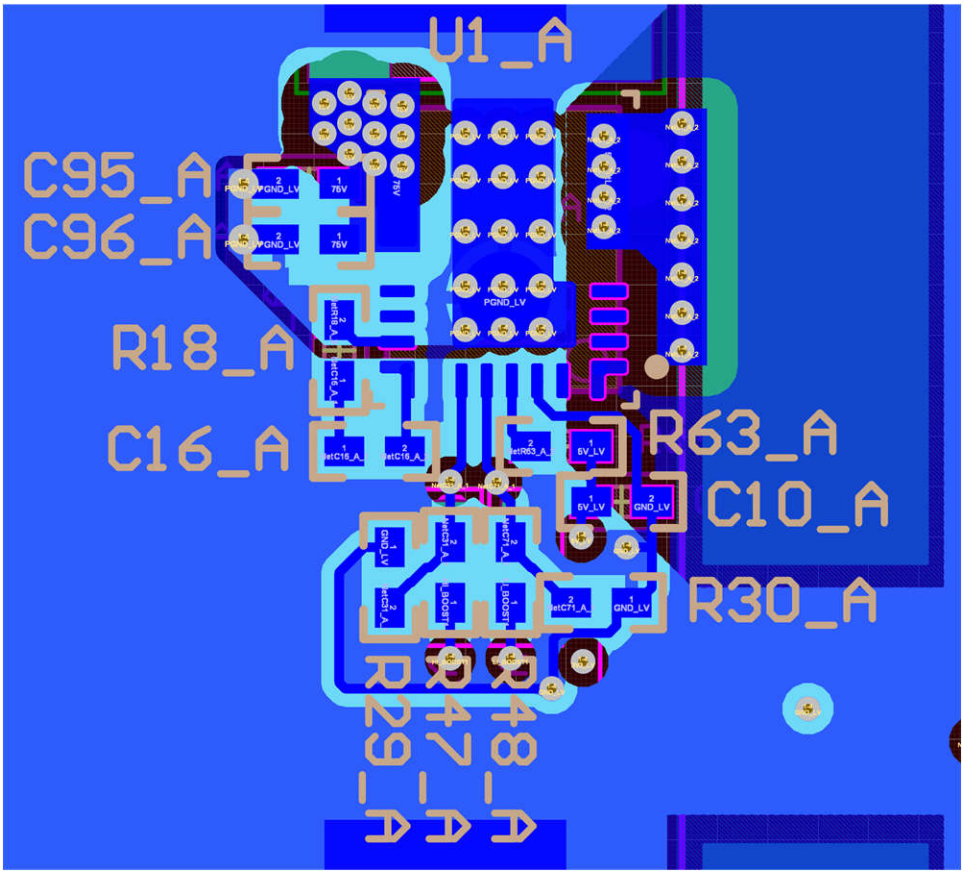


図 3-3. LMG2100R044 のレイアウト

3.2.1.1 入力電流および電圧検出と MPPT

最大電力点追従 (MPPT) を実現するには、PV パネルの電圧と電流に対して特殊な制御を行う必要があります。セクション 2.2 に、MPPT を示します。

MPPT 動作を可能にするため、このリファレンス デザインは各入力チャネルの電圧および電流測定機能を備えています。入力チャネルはマイコンと同じ電位に配置されているため、絶縁する必要はありません。そのため、コスト競争力の高い非絶縁型シャントによる、INA181 アンプを使った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。このデバイスは、バッテリ充電中の負電流を測定するために使用される基準電圧入力を備えています。INA181A3 は最大 100V/V の内部ゲインと 150kHz の帯域幅を持っています。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

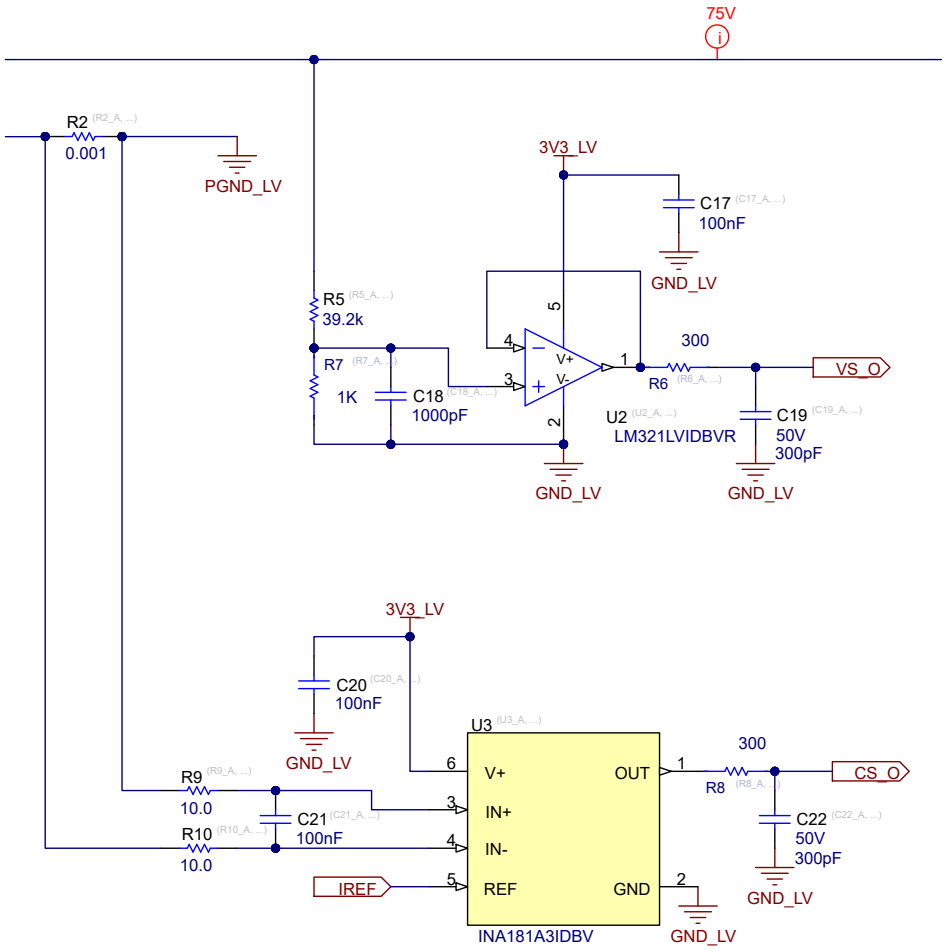


図 3-4. 入力電流と電流検出

電圧検出は、抵抗分圧器と、電圧フォロワとして構成された低電圧汎用オペアンプ LM321LV によって実装されています。この電圧フォロワ回路の目的は、検出ラインのインピーダンスを下げ、ノイズ耐性を高め、ADC の入力インピーダンスによる誤差を低減することです。

3.2.1.2 突入電流制限

入力チャネルは、PV パネルと 48V バッテリに接続できます。電流源として動作する PV パネルの場合、突入電流は通常問題になりません。しかしバッテリは、インピーダンスが非常に低い電圧源として動作します。これは、大きな突入電流が流れ、ボードが損傷する可能性があることを意味します。

突入電流を制限するため、以下の突入電流制限回路が実装されています。

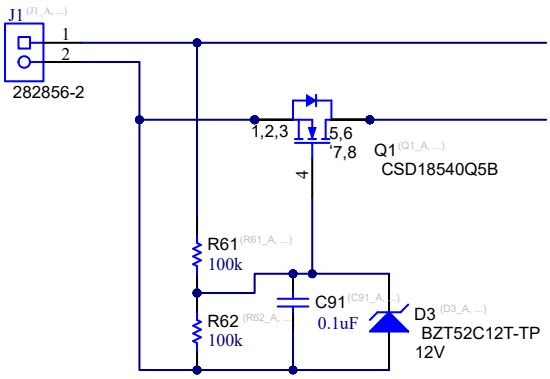


図 3-5. 突入電流制限回路

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

バッテリが入力チャネルに接続されると、Q1 MOSFET がターン オフします。バッテリは、R61 を通して MOSFET のゲートをゆっくりと充電します。MOSFET のゲートを保護するため、ツェナー ダイオード D3 を使用しています。

3.2.2 CLLLC コンバータ

この CLLLC コンバータでは、巻線比が 4 : 11、リーケージ インダクタンスが 140nH のトランスを使います。HV 側には、電圧ダブラを備えたハーフ ブリッジ構成のスイッチング段があります。すべてのスイッチは、LV 側も HV 側も GaN 技術を採用しています。

ZVS を実現するため、実効寄生容量を求め、必要な励磁インダクタンスを計算しました。両側 (HV と LV) の寄生容量を考慮する必要があります。

等価寄生容量は、セクション 2.3.1 の式を使って以下のように計算しました。

$$C_s' = (2 \times 0.26\ \text{nF}) \times \left(\frac{11}{4}\right)^2 = 3.9\ \text{nF} \tag{16}$$

$$C_{EQ} = (4 \times 0.501\ \text{nF}) + 3.9\ \text{nF} = 5.9\ \text{nF} \tag{17}$$

式 5 によれば、デッド タイムが 100ns の場合、L_M の最大値は 8.5µH です。この設計では、L_M = 6µH を選択しました (Bourns 145449、D6735)。

ZVS を実現するには、さらにエネルギーを確認する必要があります。計算されたインダクタンスに蓄積されるエネルギーは、C_{OSS} に蓄積されるエネルギーよりも大きい必要があります。

$$I_{M_{PEAK}} = \frac{75}{4 \times (6\ \mu\text{H} + 0.14\ \mu\text{H}) \times 500\ \text{kHz}} = 6.1\ \text{A} \tag{18}$$

$$\frac{(6\ \mu\text{H} + 0.14\ \mu\text{H}) \times (6.1\ A)^2}{2} \geq \frac{5.9\ nF \times 75^2}{2} \tag{19}$$

$$114\ \mu\text{J} \geq 16.6\ \mu\text{J} \tag{20}$$

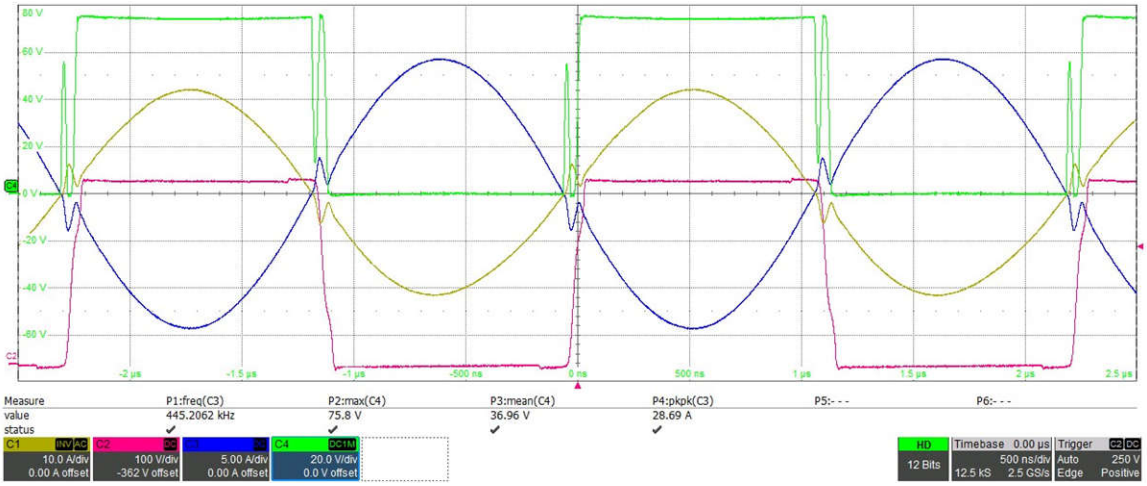
最大励磁インダクタンスはスルーレート要件によって制限されており、エネルギー要件によっては制限されないことを確認します。

これは、共振周波数で動作している限りユニット ゲインを示す固定周波数コンバータです。この設計では、トランスのリーケージ インダクタンスは 140nH です。660nF の共振容量を選択しました。直列共振周波数は、式 9 で計算できます。

その結果、共振タンクの共振周波数は 523.6kHz となり、これは目標値である 500kHz に非常に近い値です。寄生効果を回避するため、本コンバータは共振周波数よりわずかに低い周波数で動作することを想定しています。

図 3-6 に、LV 側から HV 側に電力を伝送する、設計された CLLLC コンバータの波形を示します。LV スイッチング ノードのリンギングは、1 次側と 2 次側の間の寄生電流に起因します。このリンギングを低減するには、共振インダクタの値を増やします。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated



C1 - LV 側電流、C2 - HV 側の SW ノード電圧、C3 - HV 側電流、C4 - LV 側の SW ノード電圧

図 3-6. CLLLC コンバータの波形

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.2.2.1 低電圧側

CLLLC コンバータの LV 側は、フル ブリッジ構成で設計されています。フル ブリッジでは、ハーフ ブリッジの 2 倍の数のスイッチが必要です。

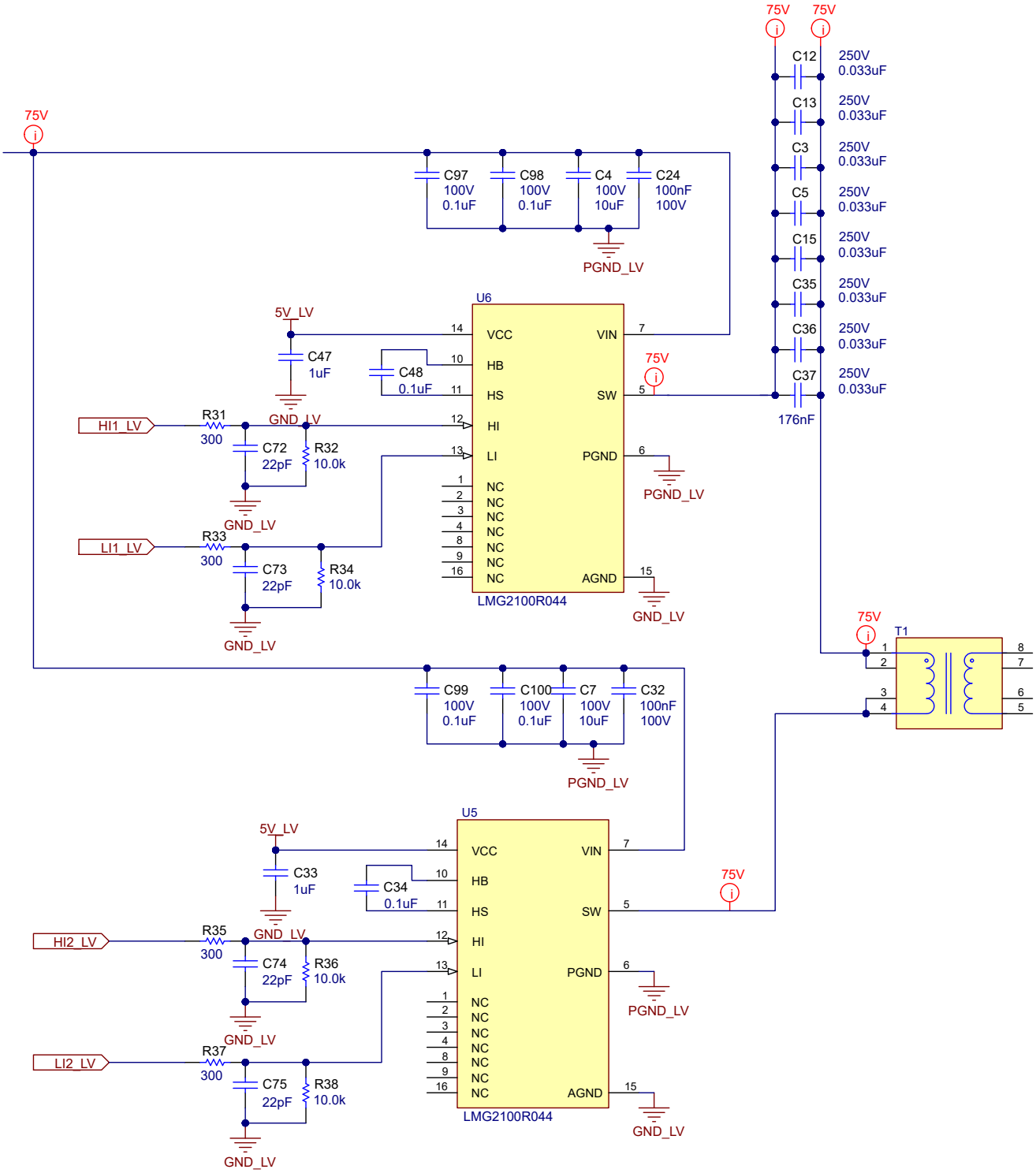


図 3-7. CLLLC コンバータの LV 側

この段には、出力容量が小さくスイッチング性能に優れた LMG2100R044 を使っています。本デバイスはソフト スイッチングで動作するため、大きなターンオン損失はありません。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

共振コンデンサには大きな RMS 電流が流れるため、等価直列抵抗 (ESR) を下げる必要があります。これらのコンデンサは共振タンクの一部でもあり、安定した特性を持っている必要があります。共振タンクには高性能 NP0 誘電体型コンデンサを使いました。

3.2.2.2 高電圧側

HV 側では、ハーフ ブリッジ構成の 2 つの LMG3522R050 デバイスを電圧ダブラ回路と組み合わせて使っています。これらのスイッチは HV 側に配置されているため、マイコンから絶縁する必要があります。信号の絶縁には、デジタル アイソレータ ISO6741 を使っています。電源の絶縁には、SN6505 プッシュプル トランスドライバを使っています。

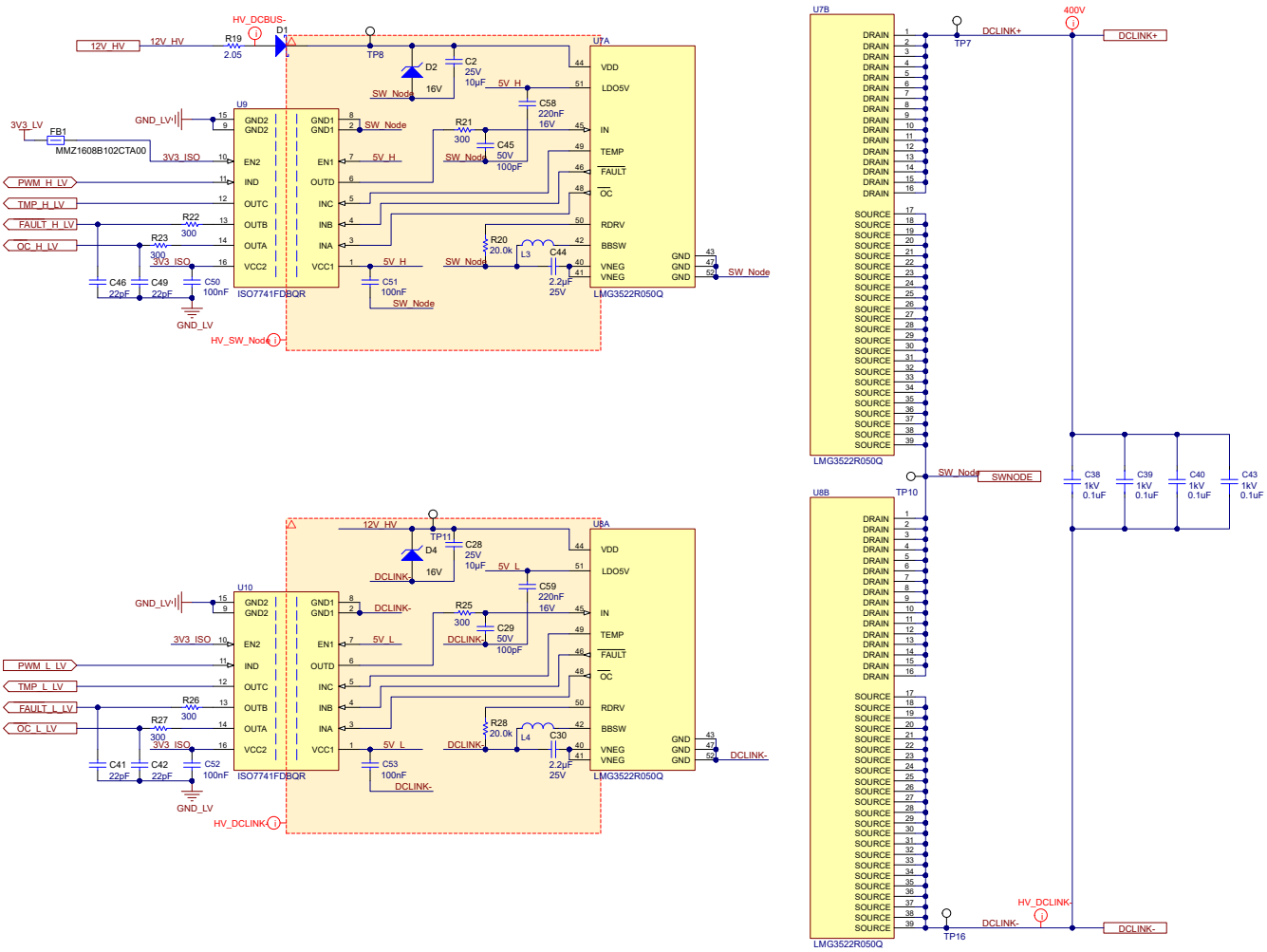


図 3-8. CLLLC コンバータの HV 側

3.2.3 DC/AC コンバータ

3.2.3.1 能動部品の選定

DC/AC 段として以下の 2 GaN FET 設計を採用しました。

- 50mΩ $R_{DS(on)}$ (LMG3522R050)
- 30mΩ $R_{DS(on)}$ (LMG3522R030)

どちらも上面放熱型デバイスであるため、底面放熱型デバイスと比較して、より優れた放熱性能が得られます。PLEC シミュレーションにより、50mΩ デバイスが 230VAC グリッドに適していることが確認されました。LMG3522R050 は LMG3522R030 に比べて寄生出力容量が小さいため、効率が高くなります。120VAC グリッド バリアントとしては、LMG3522R030 がより適しています。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.2.3.1.1 高周波数 FET：GaN FET

上面放熱設計の LMG3522R050 を使用しました。この GaN FET は保護機能とドライバを内蔵しています。ゲート駆動速度は、外付けの抵抗で設定できます。現在の設定では、スイッチング速度は 80kV/µs です。制御信号は、デジタル アイソレータ ISO6741 によってマイコンから絶縁されています。LMG3522R050 は接合部温度通知機能を備えています。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。

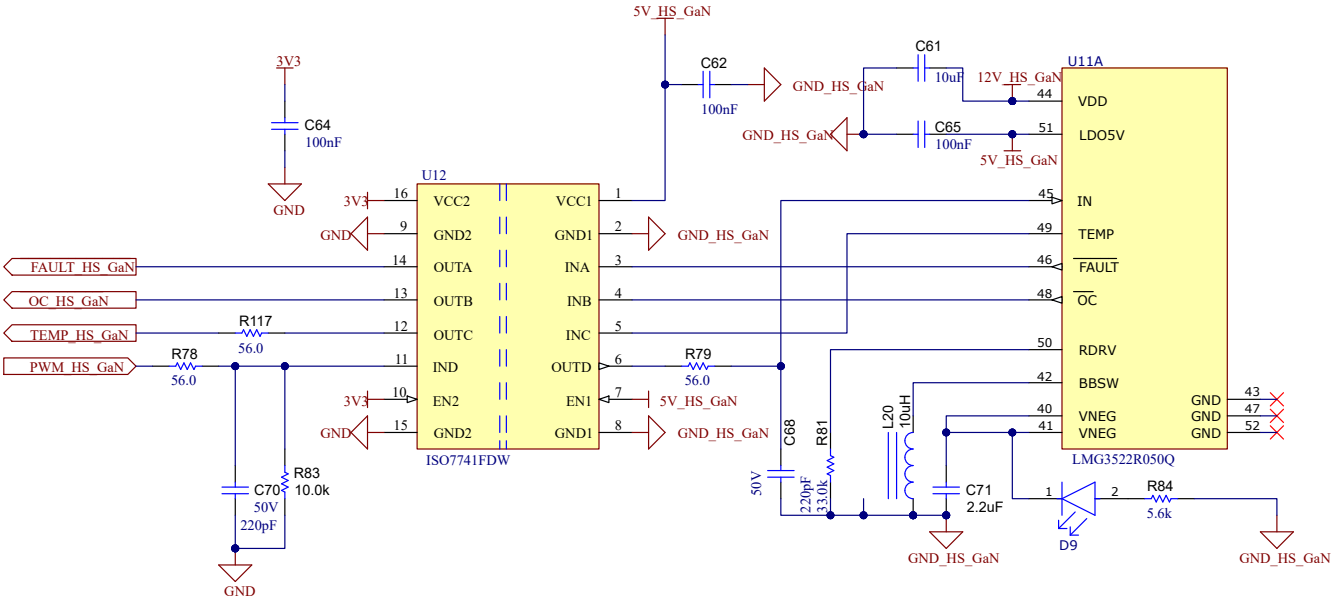


図 3-9. GaN FET

3.2.3.1.2 絶縁型電源

GaN、LF FET、絶縁型アンプ用の絶縁型電源は、SN6505x を使って構成しました。5V から 12V を生成するため、電圧ダブラ回路構成を選択しました。図 3-10 に、絶縁型電源の回路図を示します。

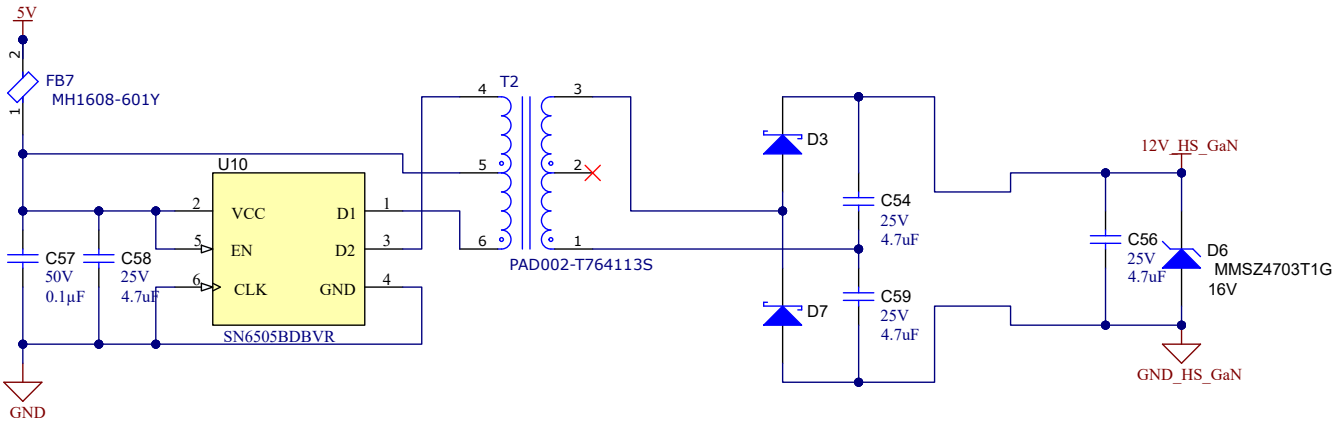


図 3-10. 絶縁型電源

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.2.3.1.3 低周波数 FET

低周波数の整流スイッチとして、22mΩ の $R_{DS(on)}$ を持つスーパージャンクション Si MOSFET を選択しました。これらの MOSFET を駆動するため、絶縁型デュアル チャネル ゲートドライバ (UCC21540DW) を選択しました。UCC21540DW デバイスはマイコンとパワー MOSFET の間の強化絶縁を行います。この設計では、10kΩ (R87) を使って 100ns のデッド タイムを設定しました。

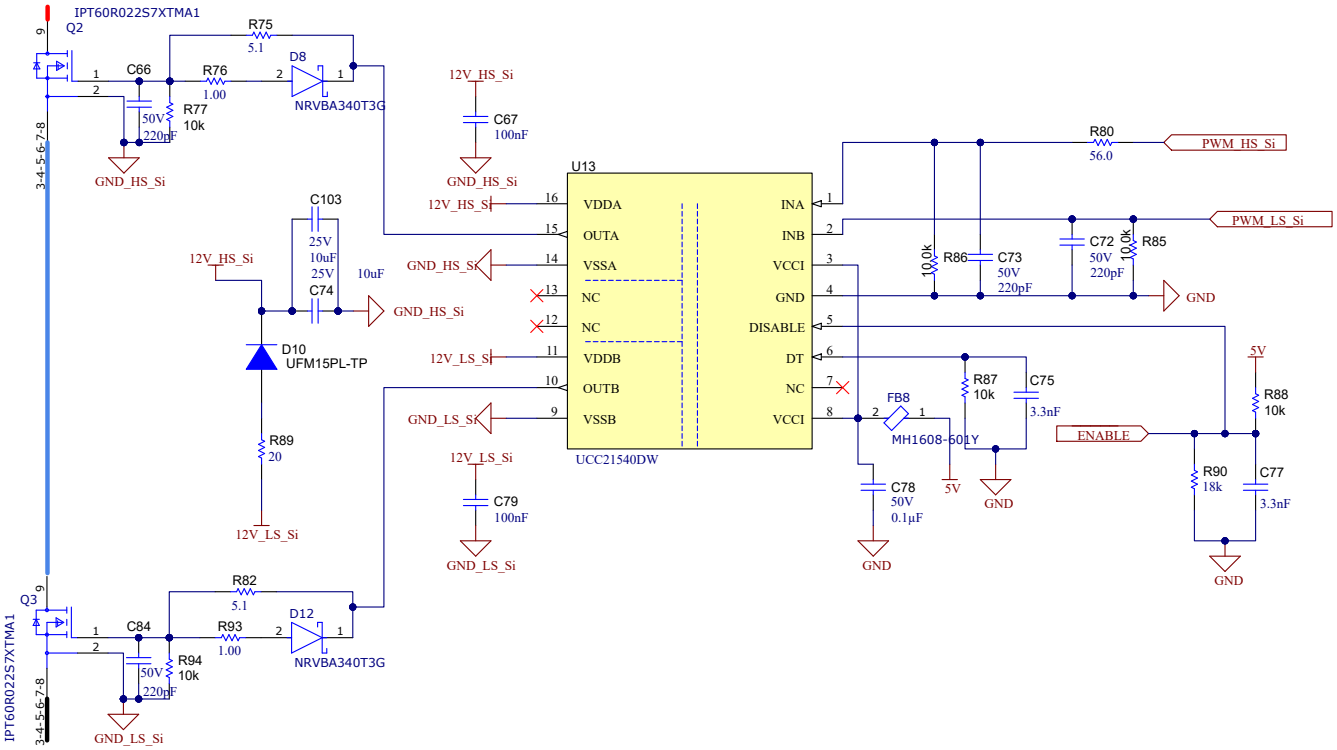


図 3-11. 低周波数 FET

3.2.3.2 受動部品の選定

図 3-12 に示すように、DC/AC 段には複数の受動部品が存在します。各受動部品の設計理論は、セクション 2.4 に記載しています。EMI フィルタは、1 つの昇圧インダクタ、2 つの同相モード チョーク、Cx および Cy コンデンサで構成されています。

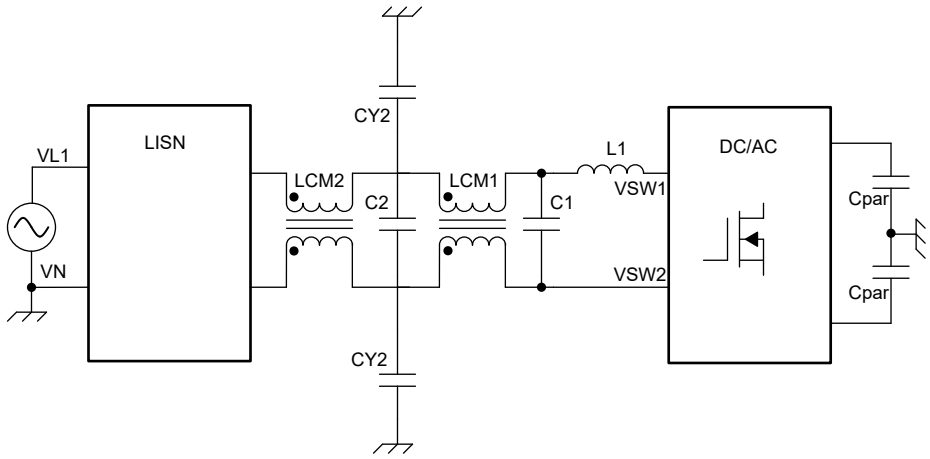


図 3-12. DC/AC フィルタのブロック図

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.2.3.2.1 昇圧インダクタの選択

多くの規格のミッション マスクは 150kHz から始まるため、150kHz 未満のスイッチング周波数を選択することを推奨します。この設計では、トーテムポール DC/AC のために 125kHz のスイッチング周波数を選択しました。125kHz の動作周波数を選択することで、基本波だけでなく、2 次、3 次以降の高調波も大きな減衰量を必要としません。120VAC 出力の場合、昇圧インダクタのために 20% 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、ワーストケースのデューティサイクル (50%) に対して、式 13 と式 14 を使って計算しました。

$$I_{pk-pk} = \frac{0.2 \times 1600\ W}{(110 \times \sqrt{2})\ V} = 2.06\ A \tag{21}$$

$$L = \frac{0.5 \times (1 - 0.5)}{2.06\ A \times 125\ kHz}\ x\ (110 \times \sqrt{2})V = 106\ \mu H \tag{22}$$

インダクタンス値 (106μH) は計算値です。Bourns 145450 (D6746) を選定しました。これは定格 111μH のインダクタです。一般に、昇圧インダクタは差動および同相モード ノイズの減衰に寄与します。

3.2.3.2.2 Cx 容量の選択

Cx は、ラインとライン、またはラインとニュートラルの間に接続されるコンデンサです。これらのコンデンサの目的は、DC/AC からグリッドに注入される差動モード ノイズを減衰させることです。これらのコンデンサの値は、グリッドに供給される無効電力と差動モード減衰との間のトレードオフです。デフォルトでは、グリッドに注入される無効電力は式 23 の値に等しくなります。

$$Q = V_{rms}^2 \times C \times \omega \tag{23}$$

5% 負荷では、0.7 (45°) 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、無効電力の量は次のように制限されます。

$$Q_{max} = 0.05 \times P_{nom} \times \tan(\varphi) = 56\ VAR \tag{24}$$

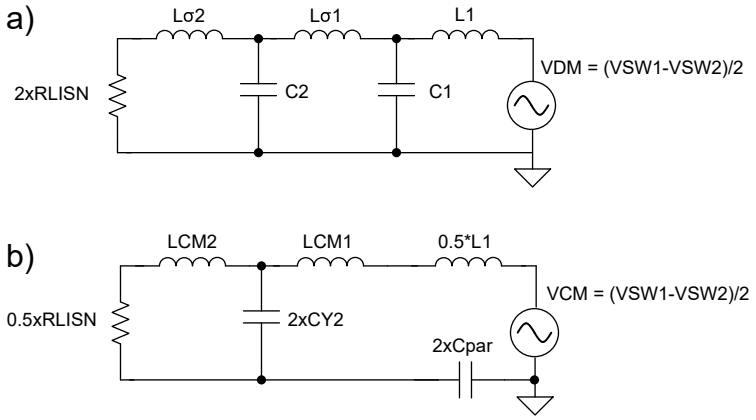
容量の最大値は式 23 と式 24 から計算でき、3.5μF と等しくなります。それぞれ 1μF と 2.2μF の値を持つ 2 つの Cx コンデンサを選択しました。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.2.3.2.3 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 3-13 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、Lσ はコモン モード チョークのリーケージ 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 3-13. EMI フィルタ

減衰させるべき 1 次臨界周波数は 250kHz です。125kHz 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。

250kHz での差動モード減衰	84dB
250kHz での同相モード減衰	84dB

表 3-1 に示す値の EMI フィルタを設計しました。

表 3-1. EMI フィルタの値

パラメータ	値
L1	110µH
C1	2.2µF
Lcm1	L_{cm} 6mH、Lσ 6µH
C2	1µF
Lcm2	L_{cm} 6mH、Lσ 6µH
Cy1 および Cy2	2.2nF

この EMI フィルタには 2 つの Bourns 47690 (D6744) CMC が使用されています。

3.2.3.2.4 DC リンクの出力容量

単相アプリケーションでは、電源リップルが存在し、それが DC リンクでの電圧リップルの原因となる可能性があります。DC リンク コンデンサの値は、式 15 を使って計算しました。

$$C_{OUT} \geq \frac{1600\ \text{W}}{2 \times 400\ \text{V} \times \pi \times 50\ \text{Hz x } 36\ \text{V}} \tag{25}$$

1.6kW、400V、50Hz の動作条件に対して、360µF の総容量が計算されました。ALC80A121BD450 デバイスが選択されました。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.2.3.3 電圧と電流の測定

AC グリッド電圧の測定は、AMC3330 を使って行いました。このデバイスは、DC/DC を内蔵した高精度電圧検出用強化絶縁型アンプです。この IC は、高入力インピーダンスの電圧測定用に最適化された ±1V の入力電圧範囲を持っています。AC 電圧は分圧器を通して印加されるため、±401V のリニアな測定範囲が得られます (図 3-14 を参照)。

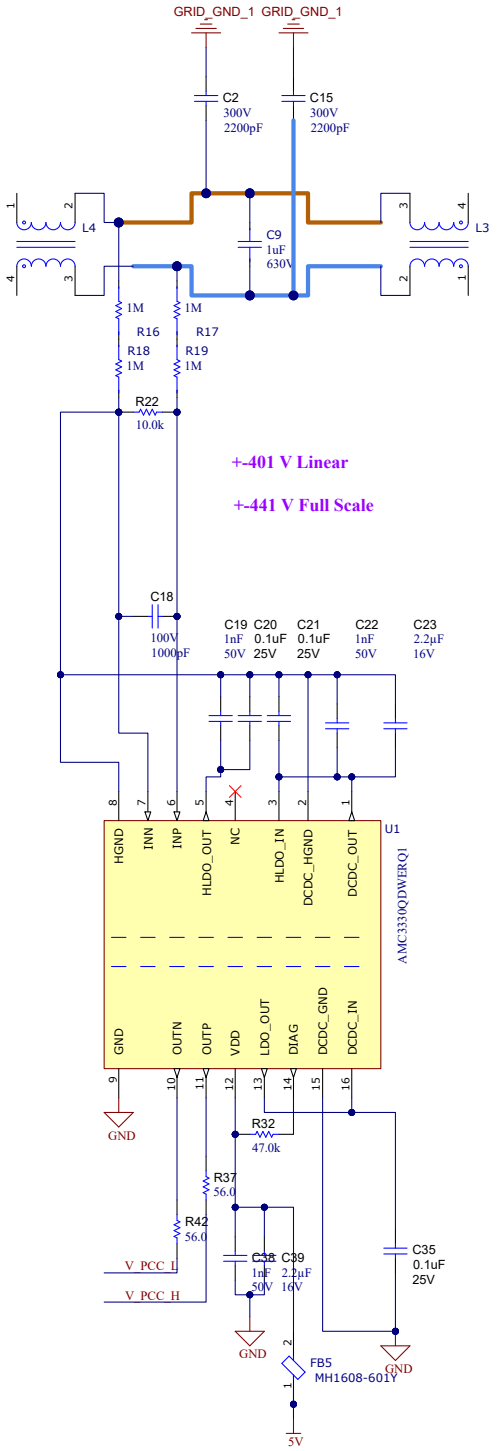


図 3-14. AC 電圧の測定

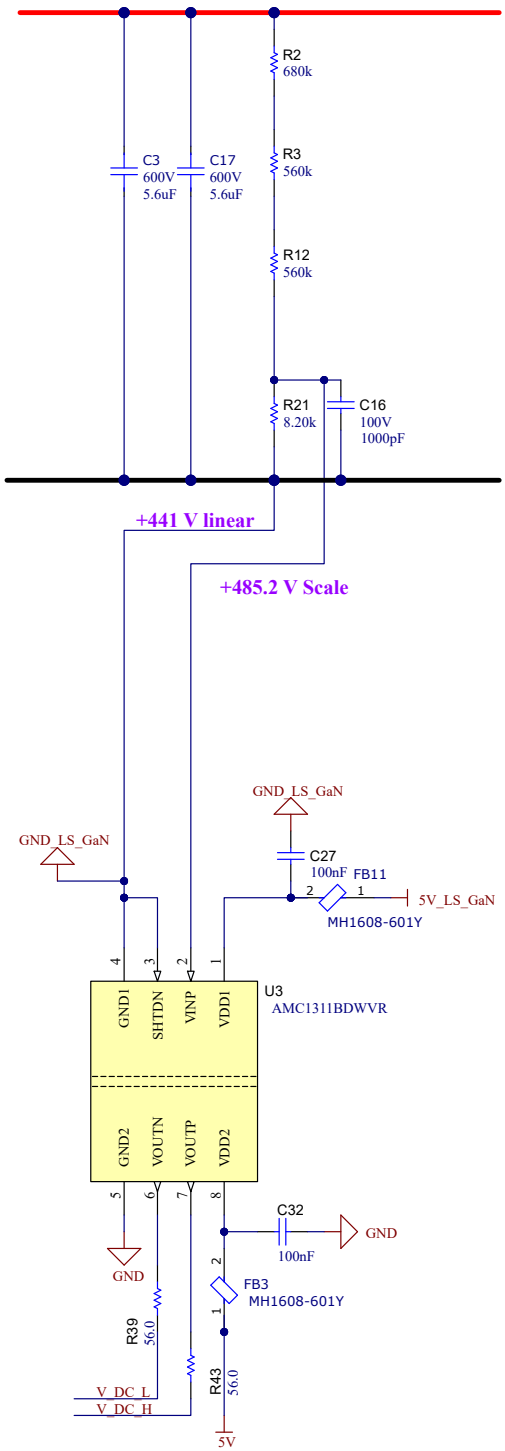


図 3-15. DC リンク電圧の測定

DC リンク電圧の測定は、AMC1311 を使って行いました (図 3-15 を参照)。このデバイスは、DC/DC を内蔵していない高精度電圧検出用強化絶縁型アンプです。この IC は、高入力インピーダンスの電圧測定用に最適化された +2V の入

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

力電圧範囲を持っています。DC 電圧は分圧器を通して印加されるため、0V～441V のリニアな測定範囲が得られます。本 IC には高電圧側の電源が内蔵されていないため、高電圧側の電源として GaN 電源を使いました。

DC リンク電流の測定は、AMC1302 を使って行いました。このデバイスは、、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 +50mV の入力電圧範囲を持っています。DC 電流は 2mΩ のシャントを通して流れるため、±25A のリニアな測定範囲が得られます。

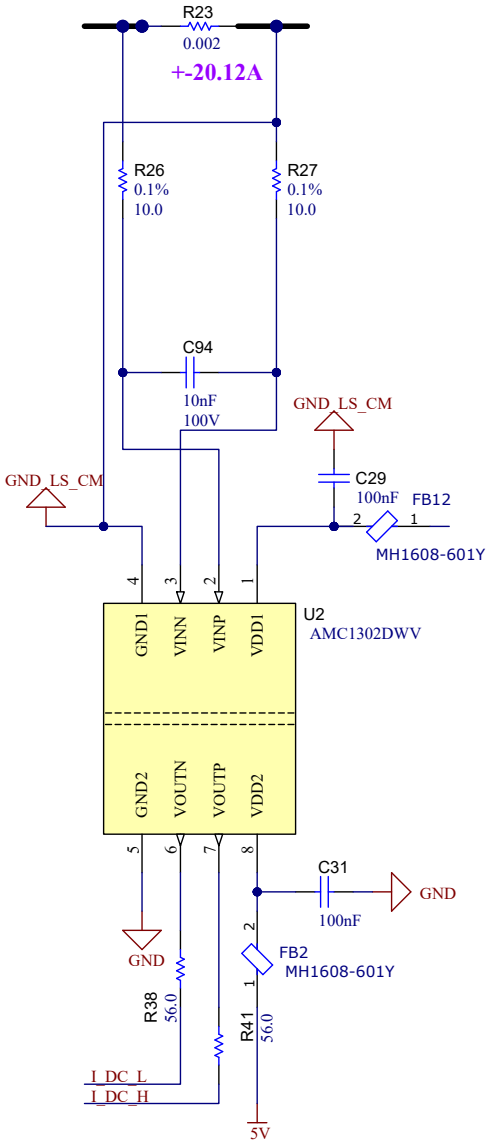


図 3-16. DC リンク電流の測定

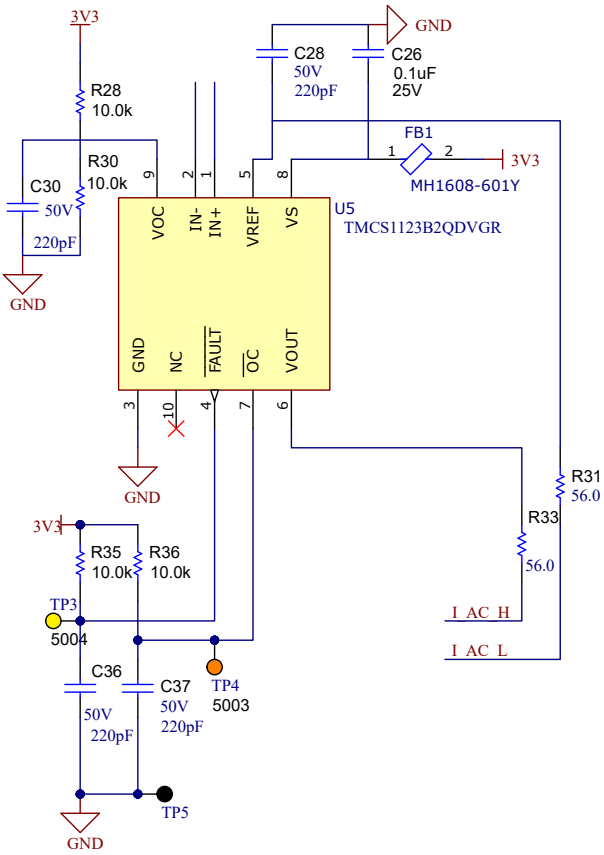


図 3-17. AC 電流の測定

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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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マイコン (MCU) ファミリである C2000™ マイコンの製品です。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。
- 内蔵の絶縁型 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™ IDE と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。

3.3.2 LMG3522R050 - ドライバ内蔵、650V、50mΩ GaN FET

ドライバと保護機能を内蔵した LMG3522R050 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。LMG3522R050 は、最大 150V/ns のスイッチング速度を実現できるシリコン ドライバを内蔵しています。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も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、15V/ns～150V/ns までのスルーレートの制御が可能で、EMI のアクティブ制御とスイッチング性能の最適化に使用できます。高度なパワー マネージメント機能として、デジタル温度通知とフォルト検出を備えています。GaN FET の温度は可変デューティ サイクル PWM 出力により通知されるため、デバイスの負荷の管理が簡単になります。報告されるフォルトには、過熱、過電流、UVLO の監視があります。

3.3.3 LMG2100R044 - 100V、35A GaN ハーフ ブリッジ電力段

LMG2100R044 デバイスは、80V 連続、100V パルス、35A ハーフブリッジ電力段で、ゲートドライバとエンハンスメント モードの窒化ガリウム (GaN) FET が内蔵されています。このデバイスは 2 つの 100V GaN FET で構成され、1 つの高周波数 80V GaN FET ドライバによりハーフ ブリッジ構成で駆動されます。GaN FET は逆方向回復時間がほぼゼロで、入力容量 C_{ISS} および出力容量 C_{OSS} が非常に小さいため、電力変換において大きな利点があります。すべてのデバイスはボンド ワイヤを一切使用しないパッケージ プラットフォームに取り付けられ、パッケージの寄生要素は最小限に抑えられます。LMG2100R044 デバイスは、5.5mm × 4.5mm × 0.89mm の鉛フリー パッケージで供給され、簡単に PCB へ取り付けできます。TTL ロジック互換の入力は、V_{CC} 電圧にかかわらず最高 12V の入力電圧に耐えられます。独自のブートストラップ電圧クランピング技法により、エンハンスメント モード GaN FET のゲート電圧を安全な動作範囲内に維持できます。このデバイスは、ディスクリート GaN FET に対してより使いやすいインターフェイスを提供し、その利点を拡大します。小さな外形で高周波数、高効率の動作が必要なアプリケーションに最適な選択肢です。

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、温度範囲と寿命全体にわたって、システム レベルのキャリブレーションを必要としない 1.75% 未満の最大合計誤差を達成しており、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) で、1% 未満の最大合計誤差を達成しています。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

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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。

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 精度と小さい温度ドリフトにより、拡張産業用温度範囲 (-40℃～+125℃) にわたって、PFC 段、DC/DC コンバータ、AC モーターおよびサーボ ドライブの高精度の電流制御に対応します。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を簡素化できます。

3.3.6 AMC3330 - DC/DC コンバータ内蔵、高精度、±1V 入力、強化絶縁アンプ

AMC3330 は、デバイスのローサイドから単一電源で動作できる完全統合型絶縁 DC/DC コンバータを備えた高精度絶縁アンプです。その容量性強化絶縁バリアは、VDE V 0884-11 および UL1577 に準じて認定済みであり、異なる同相電圧レベルで動作するシステムの各部を分離し、低電圧部分を損傷から保護します。AMC3330 の入力は、高電圧信号を検出するために、抵抗分圧ネットワークなどの高インピーダンス電圧信号ソースに直接接続するよう最適化されています。内蔵の絶縁 DC/DC コンバータにより非グランド基準信号を測定できるため、ノイズが多くスペースに制約があるアプリケーション向けの独自の設計として活用できます。このデバイスの優れた性能により、正確な電圧監視と制御がサポートされます。AMC3330 の内蔵 DC/DC コンバータ フォルト検出および診断出力ピンを使用すると、システム レベルの設計と診断を簡素化できます。AMC3330 は、-40℃～+125℃の温度範囲で動作が規定されています。

3.3.7 AMC1311 - ハイ インピーダンス、2V 入力、強化絶縁型アンプ

AMC1311 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容量性絶縁バリアにより、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、DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17) および UL1577 に従って最大 5 kV_{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 1500V_{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、電気的損傷を生じさせる可能性がある電圧またはオペレータに害を及ぼす可能性がある電圧から低電圧側を保護します。AMC1311 のハイ インピーダンス入力は、ハイ インピーダンスの抵抗分割器またはその他のハイ インピーダンスの電圧信号源と接続す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り、閉ループ システムでの高精度の絶縁電圧検出と制御をサポートします。ハイサイド電源喪失の検出機能が内蔵されているため、システム レベルの設計や診断が容易になります。AMC1311 は 2 つの性能グレード オプションで供給されます。AMC1311B は拡張産業用温度範囲の -55℃～+125℃で動作が規定されており、AMC1311 は -40℃～+125℃で動作します。

3.3.8 ISO6741 - 堅牢な EMC 性能を備えた汎用強化絶縁型クワッド チャネル デジタル アイソレータ

ISO674x デバイスは、UL 1577 準拠の最大 5000V_{RMS} の絶縁定格を必要とするコスト重視のアプリケーションのための高性能クワッド チャネル デジタル アイソレータです。これらのデバイスは VDE、TUV、CSA、CQC の認定も受けています。ISO674x 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、テキサス・インスツルメンツの二酸化ケイ素 (SiO2) の二重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す。ISO6740 デバイスは 4 チャネルすべてが同じ方向であり、ISO6741 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、ISO6742 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。入力電力または入力信号が失われた場合のデフォルト出力は、接尾辞 F のないデバイスでは HIGH、接尾辞 F のあるデバイスでは LOW です。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

3.3.9 UCC21540 - 強化絶縁型デュアルチャネル ゲートドライバ

UCC21540 は、パワー MOSFET、IGBT、GaN トランジスタを駆動するために最大 4A/6A のピーク電流をソース / シンクするように設計された 2 チャネル絶縁型ゲートドライバ ファミリです。DWK パッケージの UCC2154x では、より高いバス電圧に対応するため、最小チャネル間隔を 3.3mm に広げています。UCC2154x ファミリは、2 つのローサイド ドライバ、2 つのハイサイド ドライバ、または 1 つのハーフ ブリッジ ドライバとして構成可能です。入力側は、5.7kV$_{RMS}$ の絶縁バリアによって 2 つの出力ドライバと分離されており、同相過渡耐性 (CMTI) は 100V/ns 以上です。保護機能として、抵抗によりプログラム可能なデッド タイム、両方の出力を同時にシャットダウンするディセーブル機能、5ns 未満の入力過渡を除去する内蔵グリッチ除去フィルタ、入力 / 出力ピンでの最大 -2V、200ns までのスパイクに対する負電圧耐性があります。すべての電源が UVLO 機能を備えています。

3.3.10 LM5164 - 超低静止電流 (IQ)、100V 入力、1A の同期整流降圧 DC/DC コンバータ

LM5164 同期整流降圧コンバータは、広い入力電圧範囲でレギュレーションを行えるよう設計されており、必要な外付けサージ抑制部品を最小限に抑えています。制御可能な最短のオン時間が 50ns であり、降圧変換比が大きいため、48V 公称入力から低電圧レールへの直接降圧変換が可能になり、システムの複雑性と設計のコストを下げることができます。LM5164 は最低 6V の入力電圧ディップ時にも動作し、必要に応じて 100% に近いデューティ サイクルで動作するため、広い入力電源電圧範囲の産業用および多セルのバッテリ パック機器に理想的です。ハイサイドおよびローサイド パワー MOSFET を内蔵した LM5164 は、最大 1A の出力電流を供給できます。コンスタント オン時間 (COT) 制御アーキテクチャにより、スイッチング周波数はほぼ一定で、負荷およびライン過渡応答が非常に優れています。LM5164 の追加機能には、軽負荷時の効率を上げるための超低 I_Q とダイオード エミュレーション モード動作、優れたピークおよびバレー過電流保護、内蔵 V_{CC} バイアス電源およびブートストラップ ダイオード、高精度のイネーブルおよび入力 UVLO、自動回復機能付きのサーマル シャットダウン保護が含まれます。オープン ドレインの PGOOD インジケータにより、シーケンシング、フォルト レポート、出力電圧監視を行えます。LM5164 は、放熱性に優れた 8 ピン SO PowerPAD™ IC パッケージで供給されています。ピン ピッチは 1.27mm であり、高電圧アプリケーションに適した間隔です。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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。

- DC/DC ボード (TIDA-010933-DCDC)
- DC/AC ボード (TIDA-010933-ACDC)
- 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

以下の機器を使用して、DUT の電力供給と評価を行いました。

- DC 電源 Keysight N8950A
- DC 電源 Elektro-Automatik EA-PS 3080-20C
- AC 電源 Chroma 61611
- DC 負荷 Chroma 63208A
- AC 負荷
- パワー アナライザ Tektronix PA-4000

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. DC/DC ボードの入力に 4 つの独立した DC 電源、出力に DC 負荷を接続
2. DC/AC ボードの入力に DC 電源、出力に抵抗性負荷を接続
3. DC/AC ボードの入力に DC 電源、出力に AC 負荷を接続
4. 両方のボードの入力に 4 つの独立した DC 電源、出力側に抵抗性負荷を接続
5. 両方のボードの入力に 4 つの独立した DC 電源、出力に AC 負荷を接続

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

4.2.1 DC/DC ボード

図 4-1 に、DC/DC ボードの接続を示します。安全のため、DC 電源で適切な電圧および電流制限が選択されていることを確認します。DC 負荷は、400V と 4A で制限された定電圧モードに構成する必要があります。

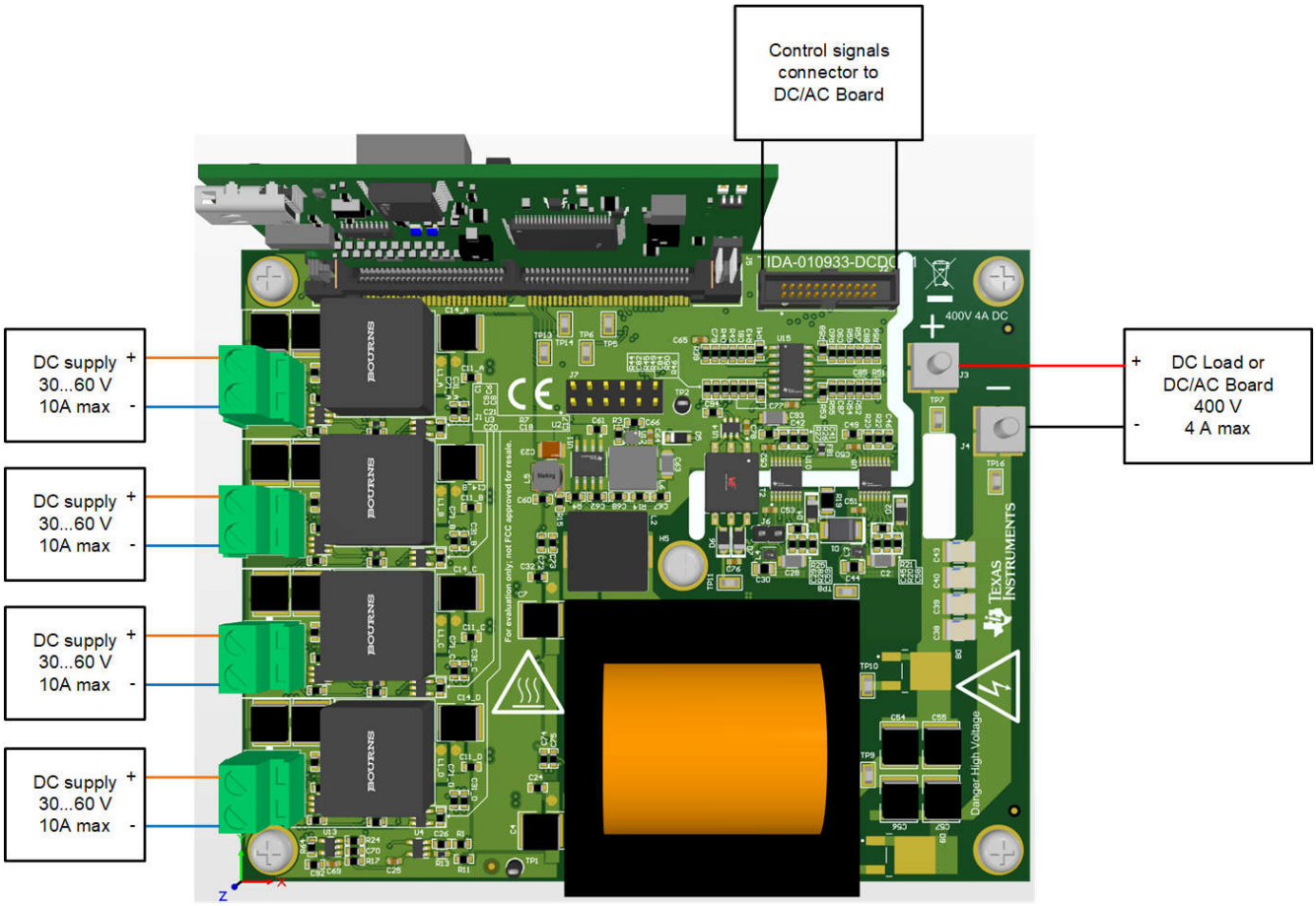


図 4-1. テスト用 DC/DC ボードの接続

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

4.2.2 DC/AC ボード

図 4-2 に、DC/AC ボードの接続を示します。安全のため、DC 電源で適切な電圧および電流制限が選択されていることを確認します。DC 電源は、400V、最大電流 4.5A の定電圧モードに設定する必要があります。

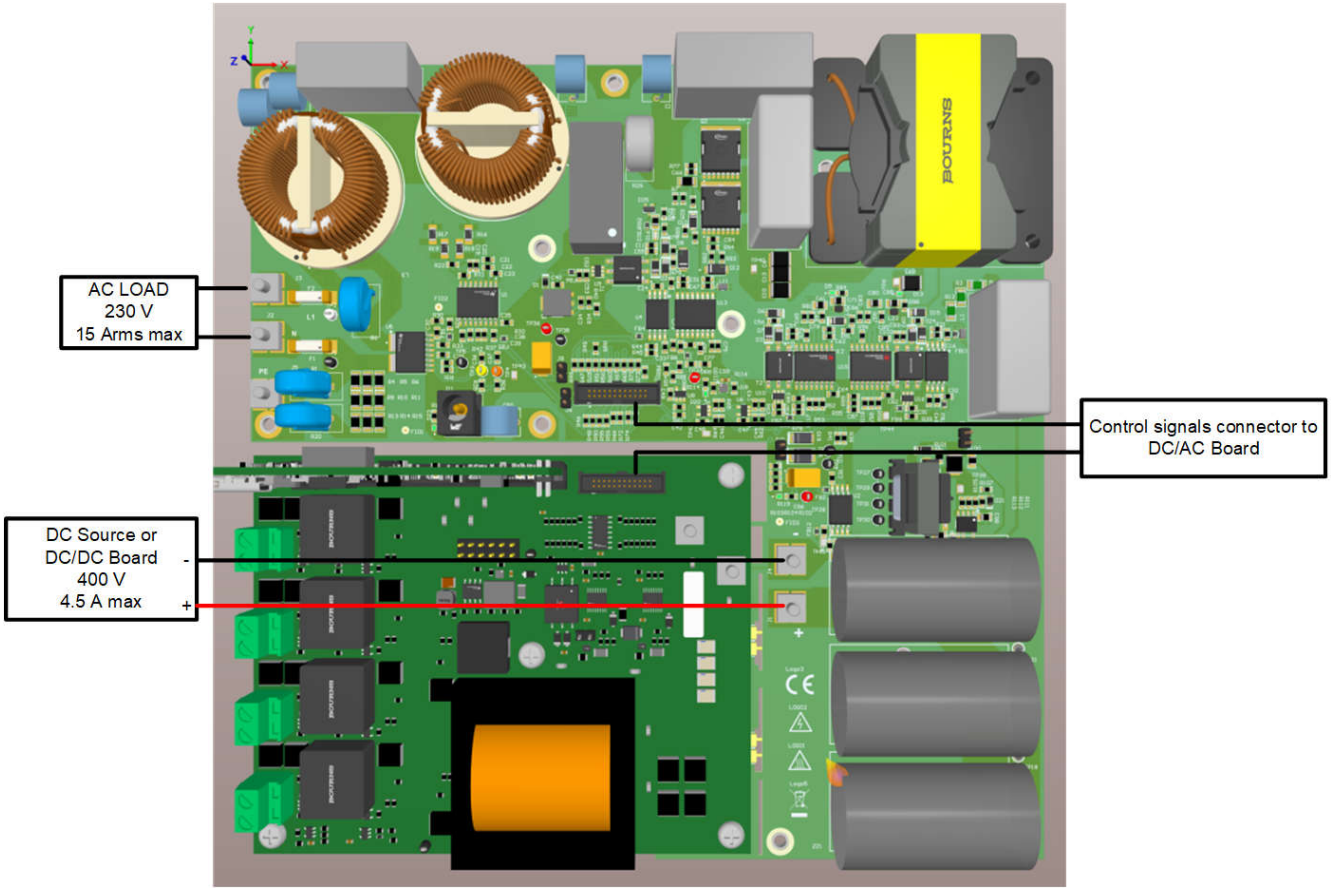


図 4-2. テスト用 DC/AC ボードの接続

4.3 テスト結果

表 4-1 と図 4-3 に、DC 入力を 230VAC 出力に変換する際の総合効率を示します。この表は、このリファレンス デザインが約 800W、60V 入力時に 96.3% のピーク効率を達成し、1.6kW 時に 94.2% の全負荷効率を達成することを示しています。

表 4-1. TIDA-010933 の効率

出力電力	80W	160W	320W	480W	640W	800W	960W	1280W	1600W
V_{IN} = 60V	88.1%	94.1%	95.2%	95.6%	96.1%	96.3%	96.2%	95.5%	94.2%
V_{IN} = 50V	87.6%	93.7%	94.8%	95.3%	95.9%	96.1%	96.0%	95.3%	94.0%
V_{IN} = 40V	87.3%	93.5%	94.6%	95.1%	95.7%	95.9%	95.8%	95.1%	93.8%

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

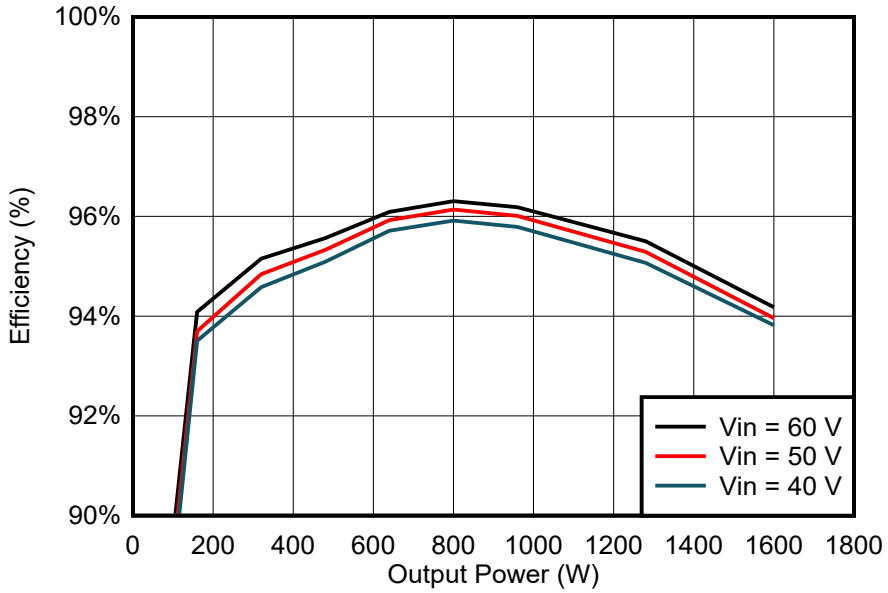


図 4-3. TIDA-010933 の効率と出力電力との関係

4.3.1 入力 DC/DC 昇圧の測定結果

スイッチング ノードの電圧は、図 4-4 に示すように測定されました。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。

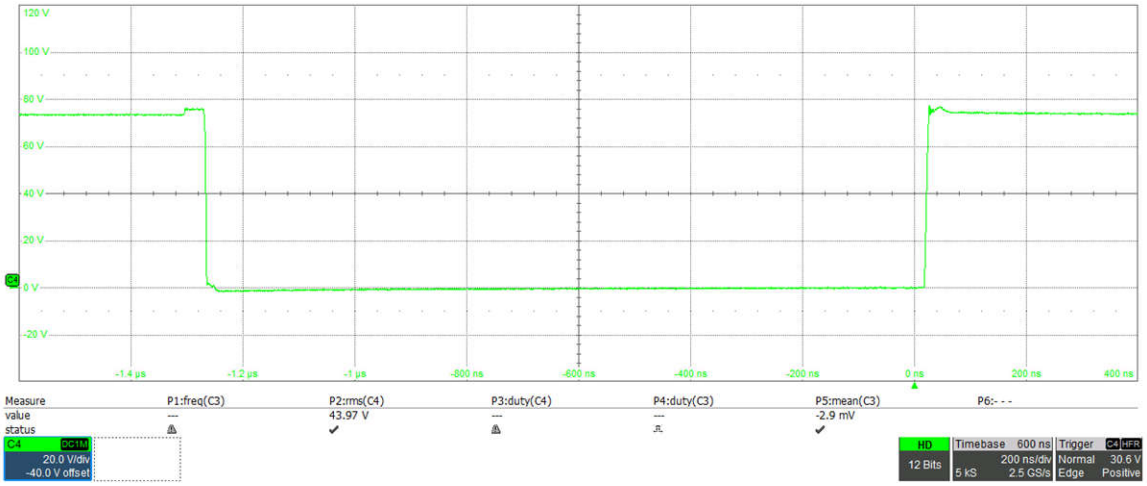


図 4-4. 50V および 7A 入力時の DC/DC コンバータのスイッチング ノード電圧

表 4-2 と図 4-5 に、75V レールへの入力 DC/DC コンバータの効率を示します。この表は、400W の全負荷時に 99.3% のピーク効率をコンバータが達成することを示しています。

表 4-2. DC/DC コンバータの効率

出力電力	20W	40W	80W	120W	160W	200W	240W	320W	400W
V_{IN} = 60V	97.0%	97.7%	98.4%	98.7%	99.0%	99.1%	99.2%	99.3%	99.3%
V_{IN}= 50V	96.5%	97.3%	98.1%	98.4%	98.8%	98.9%	99.0%	99.1%	99.1%
V_{IN} = 40V	96.1%	97.1%	98.8%	98.2%	98.6%	98.7%	98.8%	98.8%	98.9%

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

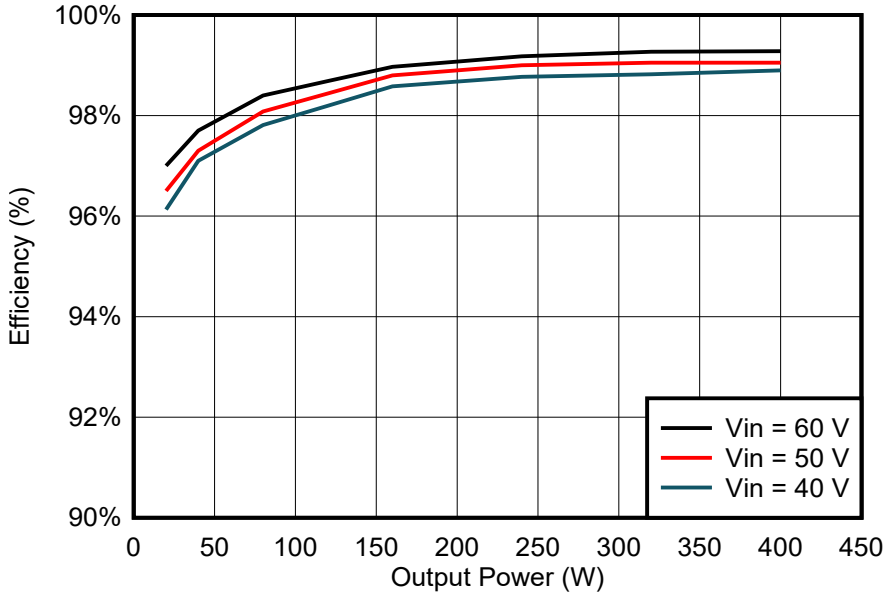


図 4-5. 入力 DC/DC 昇圧の効率と出力電力との関係

4.3.2 CLLLC の測定結果

表 4-3 と図 4-6 に、75V レールから 400V DC リンクへの CLLLC コンバータの効率を示します。次の表は、本コンバータが 800W で 98.3% のピーク効率を達成することを示しています。

表 4-3. CLLLC コンバータの効率

出力電力	87W	268W	353W	499W	622W	746W	1070W	1307W	1618W
効率	92.0%	97.5%	97.9%	98.1%	98.2%	98.4%	98.3%	98.0%	97.5%

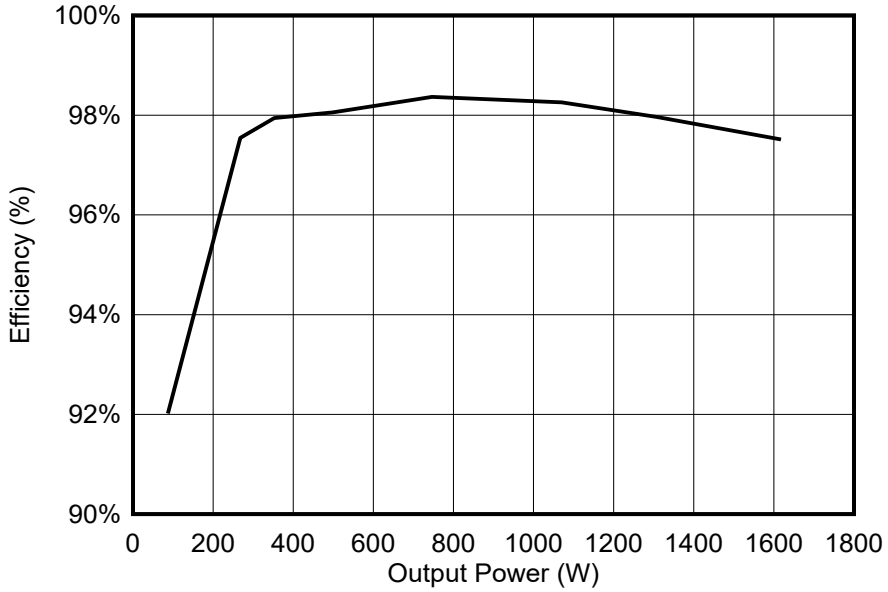
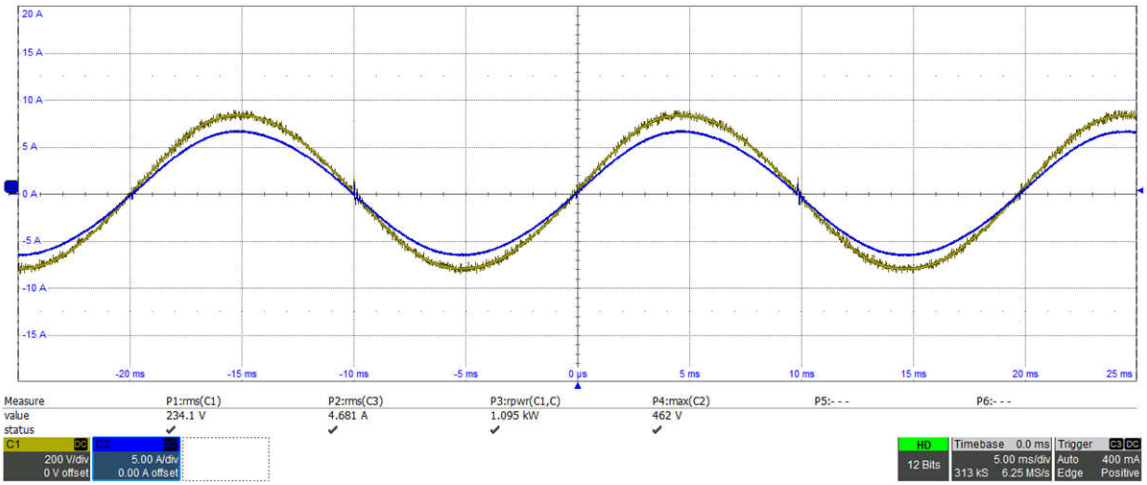


図 4-6. CLLLC の効率と出力電力との関係

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

4.3.3 DC/AC の測定結果

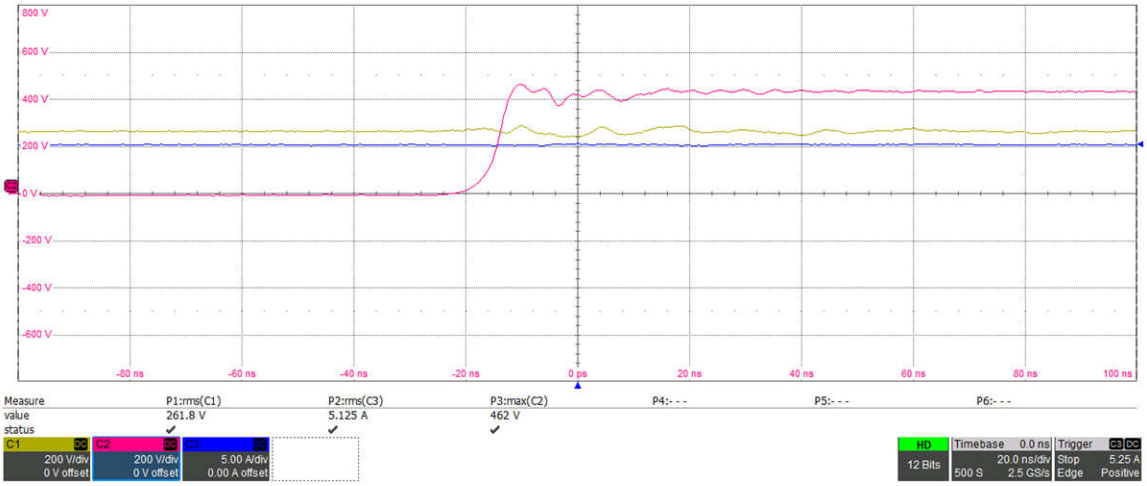
図 4-7 では、400V DC リンクから 230VAC に 1.1kW の出力電力が供給されています。大きな電流リップルは抵抗に注入されていないことに注意します。



C1 - 出力電圧、C3 - 出力電流。出力電力 - 1.1kW

図 4-7. DC/AC ライン電圧および電流

スイッチング ノードの電圧は、図 4-8 に示すように測定されました。80kV/µs 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。



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

図 4-8. DC/AC コンバータのスイッチング ノード

表 4-4 と図 4-9 に、400V DC リンクから 230VAC 出力への CLLLC コンバータの効率を示します。次の表は、本コンバータが 640W で 98.9% のピーク効率を達成することを示しています。

表 4-4. DC/AC コンバータの効率

出力電力	80W	160W	320W	480W	640W	800W	960W	1280W	1600W
効率	97.3%	98.2%	98.7%	98.8%	98.9%	98.8%	98.7%	98.7%	98.7%

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

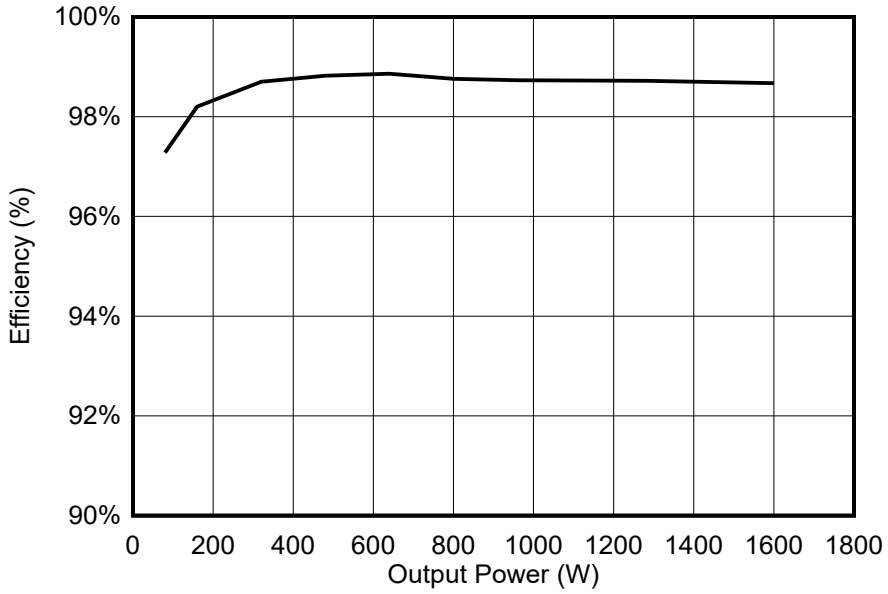


図 4-9. DC/AC コンバータの効率と出力電力との関係

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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

デザイン ファイルをダウンロードするには、TIDA-010933 のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、TIDA-010933 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-010933 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

ソフトウェア

Code Composer Studio™	統合開発環境 (IDE)
C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK	C2000™ マイコン向け DigitalPower ソフトウェア開発キット (SDK)

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、『LLC 共振ハーフ ブリッジ パワー コンバータの設計』*アプリケーション ノート*
2. テキサス・インスツルメンツ、『400W GaN ベース MPPT チャージ コントローラおよびパワー オプティマイザ、リファレンス デザイン』デザイン ガイド

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、設計で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™, Code Composer Studio™, PowerPAD™, 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

VSEVOLOD ELANTSEV は、テキサス・インスツルメンツ ドイツのグリッド 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。

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、ドイツの テキサス・インスツルメンツで、送電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・インスツルメンツで働くグリッド インフラのシステム エンジニアです。Andreas は、世界中のグリッド 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。

Copyright © 2024 Texas Instruments Incorporated

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 はグリッド 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。

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ます。

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

TI の製品は、TI の販売条件、または ti.com やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

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

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