

Design Guide: TIDA-010949

GaN ベース、有線/無線通信機能搭載、600W ソーラー電力オプティマイザのリファレンス デザイン



概要

このリファレンス デザインは、ソーラー電力オプティマイザです。このオプティマイザは、最大 80V の入出力電圧をサポートし、最大 18A の出力電流と入力電流を供給します。この設計では、構成可能な 4 スイッチの昇降圧コンバータを使用して、パネル電流をストリング電流に昇圧または降圧します。このバイパス回路はスマートダイオードコントローラをベースとする設計を採用しています。

このリファレンス デザインは、電力線通信 (PLC) とワイヤレス通信機能を搭載しています。デジタル制御と通信のどちらも、単一の C2000™ マイコン (MCU) に実装されています。

リソース

TIDA-010949	デザインフォルダ
LMG2100R026, TMS320F2800137	プロダクトフォルダ
TMCS1127, LM74610-Q1	プロダクトフォルダ
AFE031, CC1352P7	プロダクトフォルダ
LM5164, INA181	プロダクトフォルダ

特長

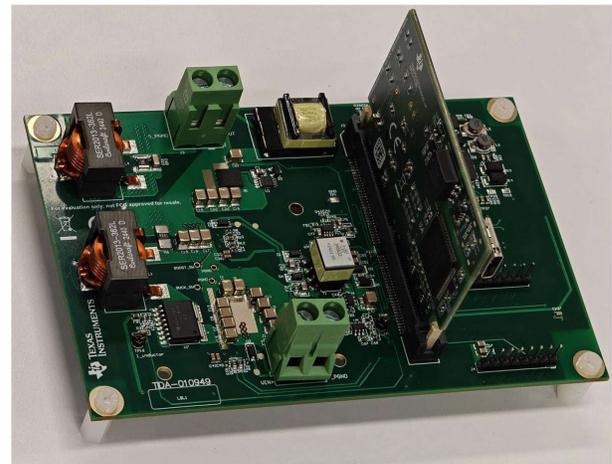
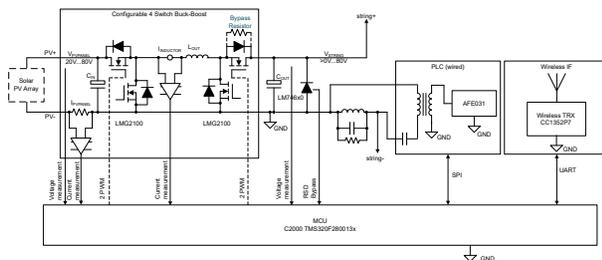
- ショートモードで 99.5% のピーク効率と 99.4% の CEC 重み付け効率
- スイッチングモードで 15A 定出力電流時に 99.0% のピーク効率、97.7% の CEC 重み付け効率
- スイッチングモードで 18A 定出力電流時に 98.6% のピーク効率、97.0% の CEC 重み付け効率
- ドライバベースのデザインを統合した窒化ガリウム (GaN) テクノロジー
- 電力線通信と無線通信機能
- 幅広い入力電圧範囲: 15V~80V
- 大きい定格出力電流: 18A

アプリケーション

- 太陽光発電オプティマイザ
- ソーラー充電コントローラ
- 緊急遮断機能



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



1 システムの説明

このリファレンス デザインは、ゲートドライバを内蔵したテキサス・インスツルメンツのハーフブリッジ窒化ガリウム (GaN) 電力段と TMS320F2800137 C2000 MCU を中心に開発されています。このデザインは、最大 18A の出力電流で 15V から 80V のソーラー パネル モジュールで動作可能な、シングルパネル電力オプティマイザ設計を対象としています。

このデザインは、MPPT に「山登り」アルゴリズムを使用し、99% を上回る動作効率を達成しています。高い効率は、 $R_{DS(on)}$ と P_{switch} が低く、逆方向回復充電がゼロのハーフブリッジ GaN FET 電力段が設計にあるためです。降圧コンバータの高いスイッチング周波数 (最大 300kHz) により、小型の部品を使用できます。

また、このリファレンスデザインは、AFE031 を使った PLC 通信と、電圧、電流、電力などのデータの送受信を行う CC1352P7 に基づくワイヤレス通信機能も搭載しています。

1.1 主なシステム仕様

表 1-1. システム仕様

パラメータ	仕様	単位
入力パネル電圧範囲	15~80	V
定格最大電流	18	A
効率	> 99	%
インターリーブ降圧コンバータの動作周波数	300	kHz

2 システム概要

2.1 ブロック図

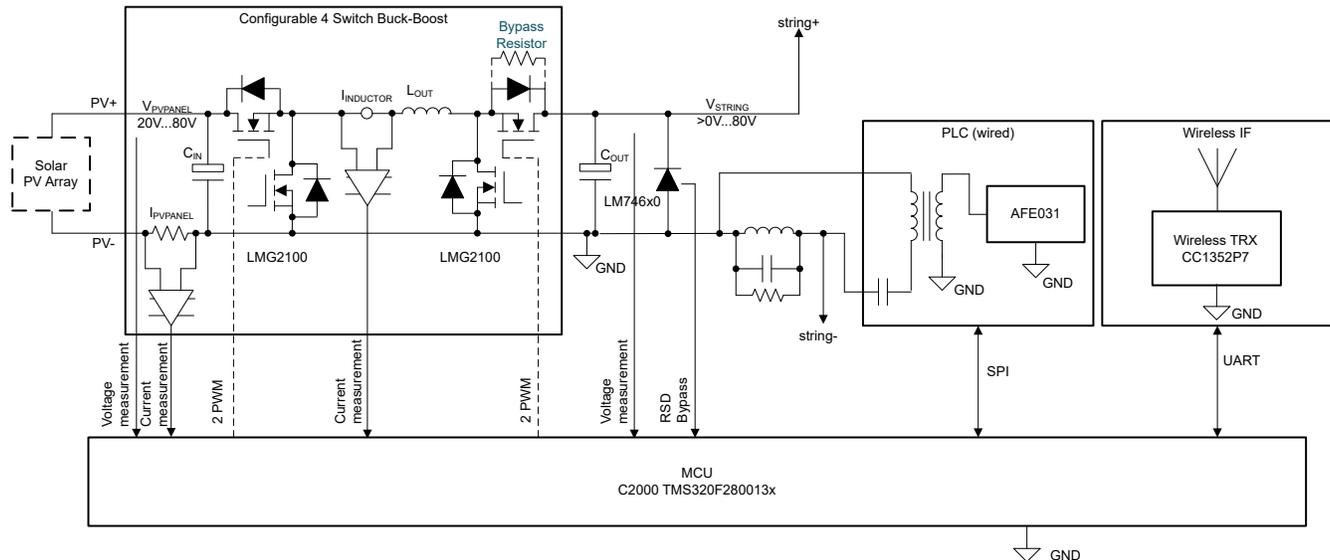


図 2-1. TIDA-010949 のブロック図

2.2 設計上の考慮事項

TIDA-010949 基板は、パネル側、ストリング側からデータを収集する制御カード (TMS320F2800137) で構成されており、この情報を使用して MPPT と閉ループ制御を行います。その後、MCU は PWM 信号を生成し、ハーフブリッジ GaN 電力段 (LMG2100R026) を直接駆動します。昇降圧コンバータがパネルの出力電圧を変調し、送信電力を最大化します。

システムに電力を供給するには、100V のスイッチング レギュレータ (LM5164) を使用し、PLC 用にパネル電圧を 12V に降圧します。2 番目の Fly-Buck トポロジ (LMR51410) は、12V から非絶縁型 5V および 2 つの絶縁型 5V に降圧

し、LMG2100 および C2000 制御カードに電力を供給するために使用されます。2 つの絶縁型 5V は、LMG2100 の上側 FET にドライバ電圧を供給し、100% のデューティサイクルをサポートします。この非絶縁型 5V から低ドロップアウト (LDO) レギュレータ (TPS7A2033) を使用して、他の部品のために 3.3V ラインをレギュレートします。

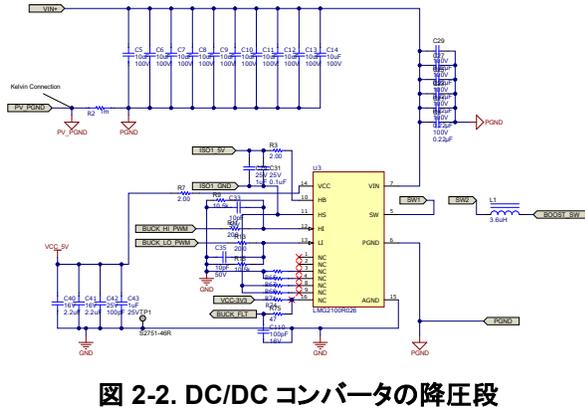


図 2-2. DC/DC コンバータの降圧段

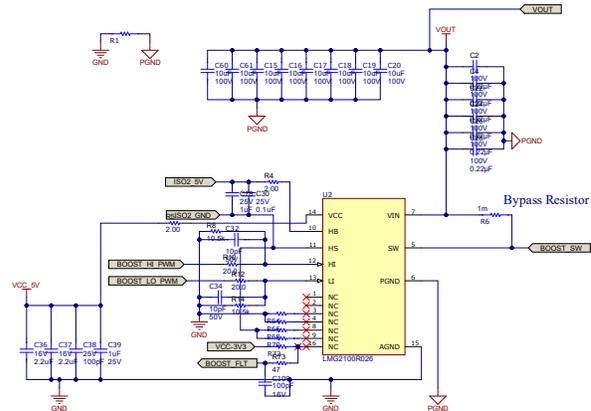


図 2-3. DC/DC コンバータの昇圧段

昇圧段の R6 はバイパス抵抗です。抵抗を半田付けすると、コンバータは降圧モードに構成されます。この抵抗を取り除くと、コンバータを 4 スイッチの昇降圧モードに構成できます。4 スイッチ昇降圧電力段には 2 つの LMG2100R026 デバイスが使われています。GaN デバイスの潜在能力をよりの確に活用するには、部品の選定とレイアウトが重要です。スイッチング時の高周波電流をより適切に処理できるようにするため、高品質の入出力 MLCC が必要です。レイアウトで電源ループ内の寄生成分を最小化し、その結果として電圧スパイクとリンギングを低減することが必要です。短い直線パターンを使用すると、信号のインピーダンスパスが最小になり、電流ループの面積が最小化されるため、発生するループインダクタンスが減少します。バイパスコンデンサを当該する部品のできるだけ近くに配置し、使用前に信号をフィルタリングしてコンディショニングします。コンデンサと部品間に無関係のパターンが存在すると、バイパスコンデンサの効果が低減します。

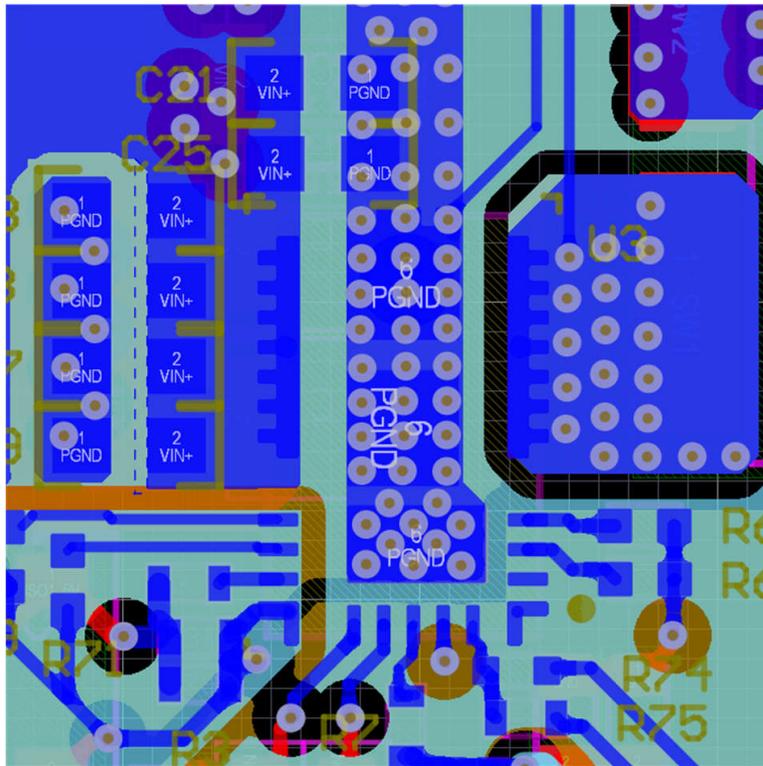


図 2-4. LMG2100R026 のレイアウト

AFE031 は、電力線通信インターフェイスで使用します。このインターフェイスには、パワーアンプ、PGA、TX および RX パス用のフィルタ、および内部 DAC が含まれます。MCU への SPI は、フィルタ、PGA、内部 DAC を構成するために使用します。データを送信するには、PWM モードを使用します。PWM モードの設計の詳細については、『[AFE031 電力線通信のアナログフロントエンド](#)』データシートも参照してください。RX パスでは、R58、C87、L5、R59、L6、C91 を使用して、バンドパスフィルタが実装されます。このフィルタは、PLC 通信に使用される周波数帯域外のあらゆるノイズを除去します。バンドパスフィルタの出力を、AFE031 の内部 PGA および RX フィルタに接続された後さらに MCU の ADC に接続し、フィルタ処理された信号をサンプリングおよびデコードします。

カップリング回路は AFE031 を電源ラインに接続し、高電圧を除去して AFE031 の低電圧回路を保護します。トランスと DC ブロッキング コンデンサを直列に接続し、LRC 回路と並列に配置します。この LRC 回路の共振周波数は、PLC キャリア周波数に設定する必要があります。これにより、PLC 信号を電力線に結合するのに十分なインピーダンスが常に確保され、電力オプティマイザの出力コンデンサを通して信号が短絡しないようになります。R23 は、共振周波数のインピーダンスを設定します。L4 は、飽和なしで全 DC 電流を処理する必要があります。

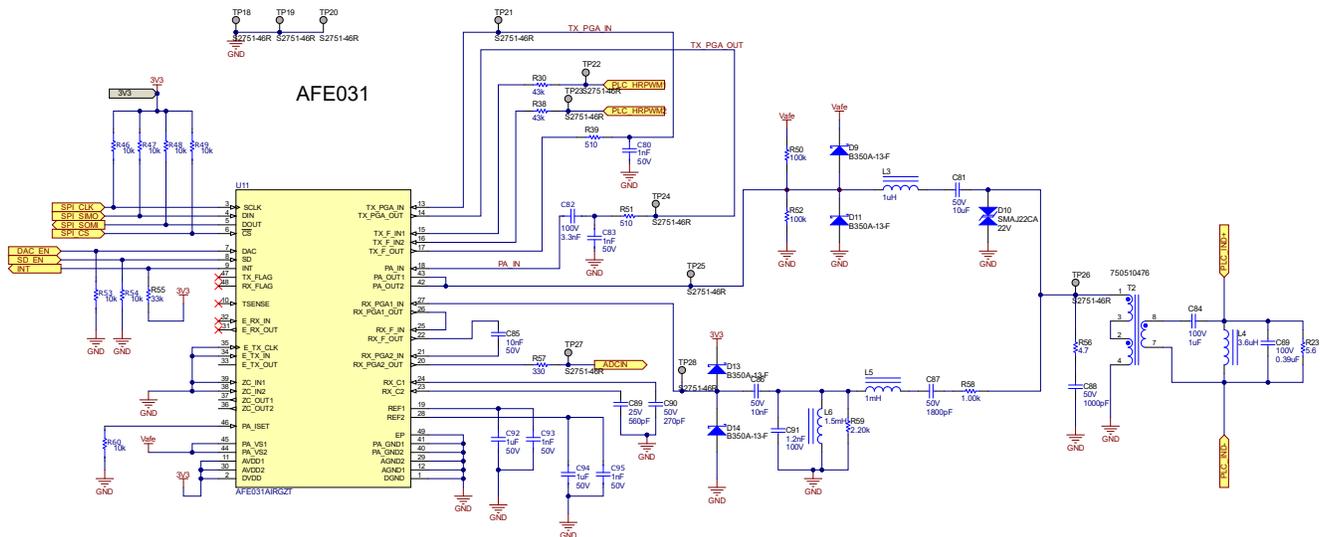


図 2-5. PLC 結合回路

このリファレンス デザインでは、MCU とワイヤレス コネクティビティ モジュールのインターフェイスとして、J4 と J5 の各コネクタを使用しています。これらのモジュールは、Wi-SUN[®]、Zigbee[®]、Bluetooth[®] Low Energy、Wi-Fi[®] など多くのコネクティビティ オプションを追加しています。

C2000 マイコンは、入出力の電圧や電流などのパラメータを継続的に測定し、ユニバーサル非同期レシーバ/トランスミッタ (UART) 経由でこのデータを定期的送信します。このデータは、無線ネットワーク経由で監視システムに送信できます。また、コネクタには専用ピンがあり、ワイヤレス ネットワーク機能で迅速なシャットダウンを可能にします。

ワイヤレス コネクティビティの例は、リクエストに応じて評価用に入手可能です。

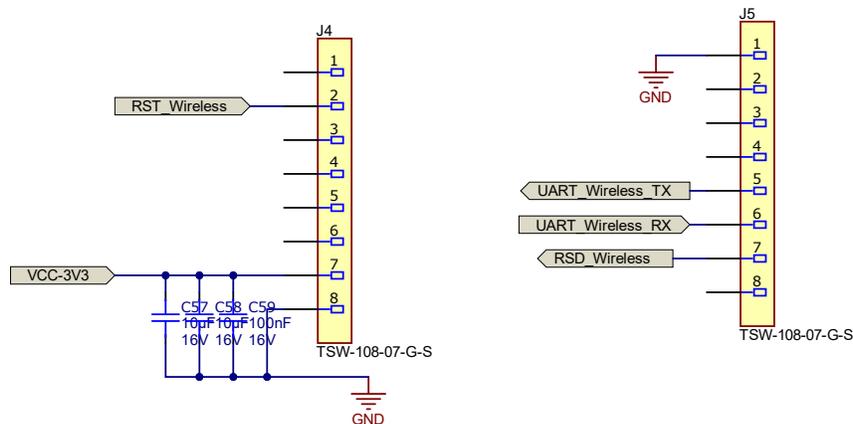


図 2-6. ワイヤレス コネクタ

2.3 主な使用製品

2.3.1 TMS320F2800137

TMS320F280013x (F280013x) は、パワー エレクトロニクスの効率を高めるために設計されたスケーラブルな超低レイテンシ デバイスである C2000[™] リアルタイム マイクロコントローラ ファミリの製品です。

リアルタイム制御サブシステムは、テキサス・インスツルメンツの 32 ビット C28x DSP コアをベースにしており、オンチップフラッシュまたは SRAM から実行される浮動小数点または固定小数点コードに対して 120 MHz の信号処理性能を発揮します。C28x CPU は、三角関数演算ユニット (TMU) によってさらに強化され、リアルタイム制御システムでよく使わ

れる重要なアルゴリズムを高速化します。F280013x は最大 256KB (128KW) のフラッシュ メモリをサポートしています。最大 36KB (18KW) のオンチップ SRAM も利用でき、フラッシュ メモリを補完できます。

F280013x リアルタイム マイクロコントローラ (MCU) に内蔵された高性能アナログ ブロックは、このクラス最高のリアルタイム シグナル チェーン性能を提供するために、処理およびパルス幅変調 (PWM) ユニットと密結合されています。

14 の PWM チャンネルにより、3 相インバータから力率補正とその他の先進マルチレベル電源トポロジまで、各種出力段を制御できます。

パネルとストリング ラインの電圧と電流を使用して最大電力点 (MPP) の計算と追跡を行い、TMS320F2800137 を使用すると、ADC チャンネルから 40 μ s ごとに読み込むように設定した内部の A/D コンバータ (ADC) を利用して、さまざまなアナログ信号からデータを迅速に収集できます。120MHz で動作するため、高速な変換と計算を行い、効率的な MPPT の実行が可能で、それに応じてコンバータのデューティ サイクルを調整できます。コンバータ サブシステム (CMPSS) は、過電圧、過電流、過熱からコンバータを高速に保護するためにも使用されます。

4 つのスイッチ用 PWM を生成するには、拡張パルス幅変調器 (ePWM) を使用します。高分解能パルス幅変調器 (HRPWM) を使用すると、AFE031 用の 3 レベル信号を生成できます。この信号は、PLC 送信機能に使用できます。内部 ADC を使用して 300kHz で RX 信号をサンプリングし、PLC 信号を受信します。FSK デコードライブラリ (C2000 Ware の一部) を使用して、サンプリングされた信号をデコードします。

ユーザーにフィードバックを提供するために、マイコンによって制御されるステータス インジケータも設計に含まれています。

2.3.2 LMG2100R026

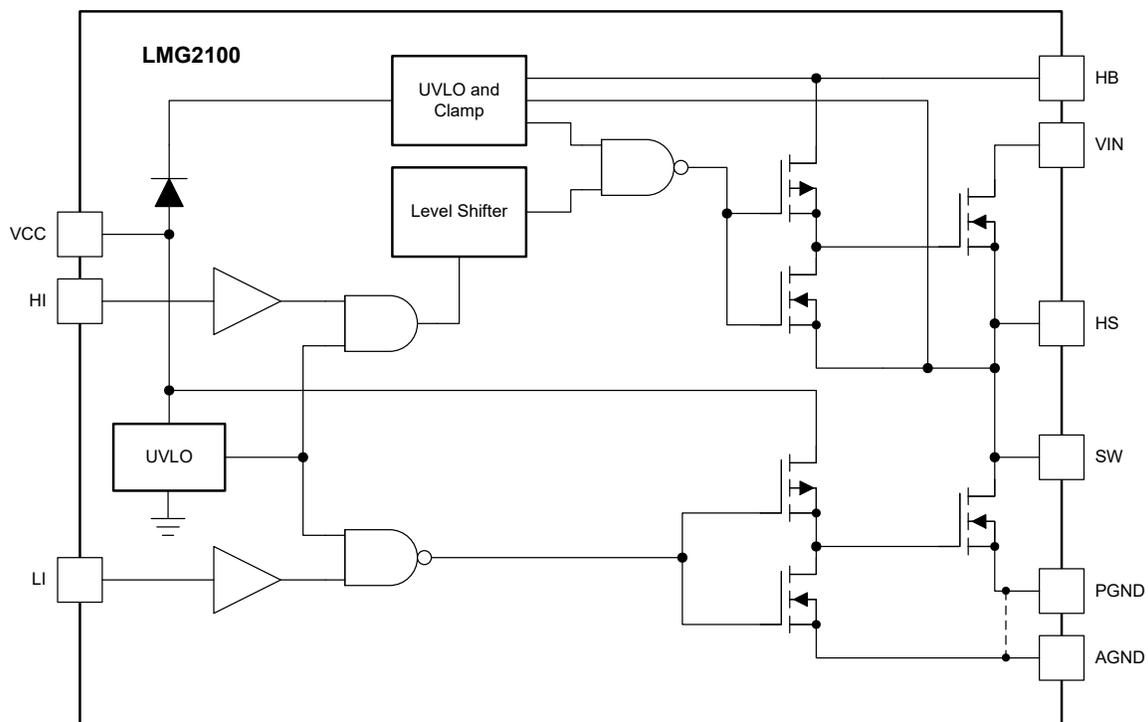


図 2-7. LMG2100 の機能ブロック図

LMG2100R026 デバイスは、93V 連続、100V パルス、53A 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、2.m Ω の $R_{DS(on)}$ が内蔵されています。

- 5V の外部バイアス電源
- 逆回復がゼロ
- 非常に小さい入力容量 C_{ISS} および出力容量 C_{OSS}
- 内部的なブートストラップ電源電圧クランピングにより、GaN FET オーバードライブを防止
- 非常に優れた伝搬遅延 (標準値 33ns) およびマッチング (標準値 2ns)

- 上面冷却用の露出上面 QFN パッケージ
- 簡単に PCB をレイアウトするよう最適化されたパッケージ
- 7.0mm × 4.5mm × 0.89mm 鉛フリー パッケージ

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。このデバイスは、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用の現実的な設計となっています。

LMG2100R026 は、ハイサイドとローサイドのゲートドライバを高集積したハーフブリッジ GaN 電力段であり、UVLO 保護回路と過電圧クランプ回路を内蔵しています。クランプ回路は、ハイサイドゲートドライバのオーバードライブが 5.4V を超えないようにするため、ブートストラップリフレッシュ動作を制限します。このデバイスは、2 つの 2.6mΩ GaN FET をハーフブリッジ構成で統合しています。このデバイスは多くの絶縁型および非絶縁型トポロジで使用できるため、非常に簡単に内蔵可能です。HI ピンと LI ピンを独立に制御し、ハードスイッチング降圧コンバータのローサイド FET の第 3 象限導通を最小化できます。このパッケージは、PCB 設計をシンプルに維持しながら、ループのインダクタンスを最小化するように設計されています。ピンまでのパターン長を最小限に抑えるため、小さなフットプリントの MLCC を推奨します。バイパスコンデンサとブートストラップコンデンサは、寄生インダクタンスを最小限に抑えるため、デバイスにできる限り近づけて配置してください。ターンオンおよびターンオフの駆動強度は、ゲートや電源ループに、余りに過剰なリングングを発生させずに高電圧のスルーレートとなるよう最適化されています。

2.3.3 TMCS1127

TMCS1127 は、業界をリードする絶縁性と精度を備えたガルバニック絶縁ホール効果電流センサです。入力電流に比例する出力電圧により、優れた直線性と、あらゆる感度オプションで低ドリフトを実現しています。ドリフト補償を内蔵した高精度のシグナルコンディショニング回路は、システムレベルのキャリブレーションなしで、温度範囲と寿命全体にわたり

2.75% 未満の最大感度誤差を達成しており、室温キャリブレーションを 1 回のみ実行した場合には、寿命および温度ドリフトを考慮しても 1.5% 未満の最大感度誤差を達成します。

AC または DC 入力電流は内部導体を通り、そこで発生する磁界を、内蔵のオンチップホール効果センサで測定します。コアレス構造のため、磁気コンセンレータは不要です。差動ホール効果センサは、外部の浮遊磁界による干渉を排除します。導体抵抗が小さいので、測定可能な電流範囲が最大 $\pm 96\text{A}$ まで拡大すると同時に、電力損失を最小化し、放熱要件を緩和できます。5kV_{RMS} に耐える絶縁と、最小 8mm の沿面距離および空間距離により、高いレベルの、信頼できる寿命をもった強化動作電圧を実現します。内蔵シールドにより、優れた同相除去と過渡耐性を実現しています。

2.3.4 LM5164

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は 50ns で、大きな降圧率を使用できるため、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ー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を確保できます。

2.3.5 LM74610-Q1

LM74610-Q1 は、逆極性保護回路で N チャネル MOSFET と組み合わせて使用できるコントローラデバイスです。このデバイスは、電源と直列に接続したとき、外部 MOSFET を駆動し、理想ダイオード整流器をエミュレートするように設計されています。この方式はグラウンドを基準としていないため、 I_Q はゼロです。LM74610-Q1 コントローラは、外部 N チャネル MOSFET のゲート駆動と、逆極性になった場合に MOSFET のゲートを放電するための高速応答内部コンパレータを備えています。この高速プルダウン機能により、逆極性が検出された場合に逆電流の量と持続時間を制限します。また、このデバイス設計は、認定済み TVS ダイオードにより CISPR25 Class 5 EMI 仕様と車載用 ISO7637 過渡要件にも適合しています。

2.3.6 AFE031

AFE031 は、DSP またはマイクロコントローラで制御しながら、容量性または変圧器結合で電力線に接続できる低コストの統合型電力線通信 (PLC) アナログ フロント エンド (AFE) デバイスです。このデバイスは、リアクタンス負荷に最大 1.5A を供給する必要がある低インピーダンスラインの駆動に最適です。内蔵レシーバは最小 $20\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ の信号を検出でき、各種入力信号条件に合わせて幅広いゲインを選択できます。このモノリシック IC は、厳しい条件が要求される電力線通信アプリケーションで高い信頼性を実現します。

AFE031 の送信パワー アンプは、7V~24V の単一電源で動作します。最大出力電流のとき、公称 15V 電源で、出力信号の振幅は 12V_{PP} ($I_{\text{OUT}} = 1.5\text{A}$) まで拡張できます。アナログおよびデジタル信号処理回路は、3.3V の単一電源で動作します。

2.3.7 CC1352P7

SimpleLink™ を内蔵した CC1352P7 デバイスは、マルチプロトコル、マルチバンドの Sub-1GHz および 2.4GHz ワイヤレスマイコン (MCU) です。本デバイスは Thread、Zigbee®、Bluetooth® Low Energy 5.2、IEEE 802.15.4g、IPv6 対応スマートオブジェクト (6LoWPAN)、mioty®、Wi-SUN®、TI 15.4 スタック (Sub-1GHz および 2.4GHz) を含む独自システム、ダイナミック マルチプロトコル マネージャ (DMM) ドライバを使った同時マルチプロトコルをサポートしています。CC1352P7 は、Arm® Cortex®-M4F メイン プロセッサをベースにしており、グリッド インフラ、ビルオートメーション、リテールオートメーション、パーソナル エレクトロニクス、医療用アプリケーションの各分野における低消費電力の無線通信と高度センシング向けに最適化済みです。

3 システム設計理論

3.1 MPPT 動作

太陽光発電 (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。出力電力は条件の変化により、1 日を通して連続的な変化もあります。

図 3-1 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 3-1 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。

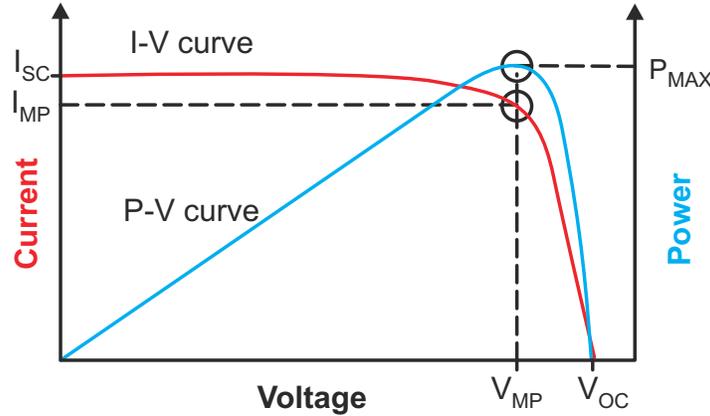


図 3-1. ソーラー パネルの特性、I-V 曲線と P-V 曲線

図 3-1 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} で表されるパネルからの最大出力電力が得られます。このポイントを、最大電力点 (MPP) と呼びます。

図 3-2 および 図 3-3 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。

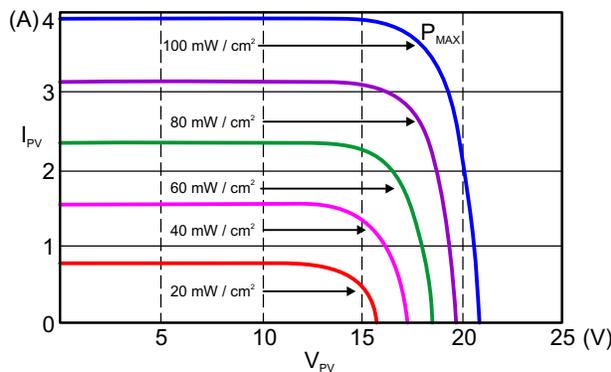


図 3-2. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力変動—グラフ A

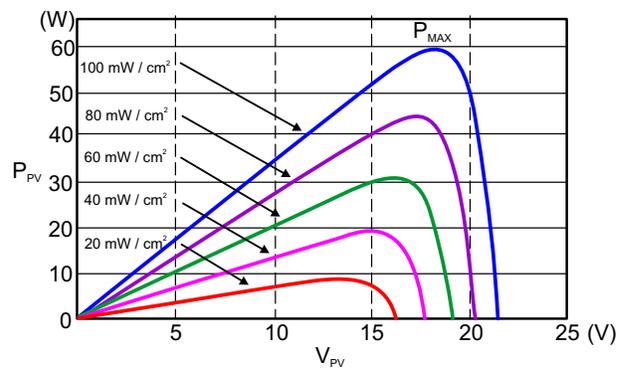


図 3-3. さまざまな照射条件でのソーラー パネル出力電力変動—グラフ B

図 3-4 に、太陽光発電パネルの出力電力の変化を温度の関数として表した代表的なグラフを示します。温度が上昇すると、パネル電流 (およびパネル電力) がどのように減少するかが分かります。MPP 電圧は、温度の変化に伴ってかなり変化します。

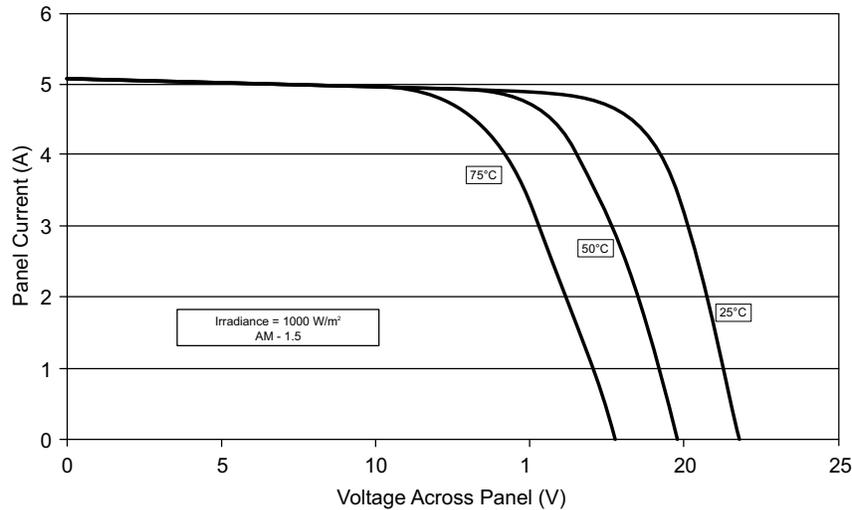


図 3-4. 一定の照射条件での温度によるソーラー パネルの I-V 曲線の変動

MPP の近くでパネルを動作させて、ソーラー パネルから最大の電力を引き出すには次の 2 つの課題があります。

1. パネルの MPP により、動作電圧が異なるバッテリーまたは負荷を接続する方法を用意する
2. MPP は環境条件によって異なり一定ではないため、MPP を自動的に識別する

V_{MPP} が 17V に近いソーラー パネルを 12V 鉛酸バッテリーに直接接続すると、パネルは強制的に 12V で動作します。これにより、パネルから取り出すことができる電力が減少します。この状況を考えると、DC/DC コンバータを使ってソーラー パネルからより多くの電力を引き出せることが理解されます。これは、コンバータによりソーラー パネルが強制的に V_{MPP} 付近で動作し、12V 鉛酸バッテリーに電力を伝送するためです (インピーダンス整合)。

これが、最初の課題に対処するために、ユーザーが同期整流降圧コンバータを使ってソーラー パネルから鉛酸バッテリーを充電する理由です。

パネルの MPP を自動的に識別するという 2 番目の課題は、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」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。

P&O 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。

3.2 電力オブティマイザ機能

直列接続したマルチパネル を使用するistring インバータは主流のタイプのソーラー インバータであり、ワットあたりのコストが最小であるため、この方式は人気があります。しかし、この方法では、高電圧や過酷な環境による直流アークによる火災が発生する危険性があり、その消火は困難です。太陽光が常にあるためにistring インバータの動作が停止しても、PV パネルは常に高電圧を生成します。また、一部のパネルが部分的に影で隠れている場合、パネルが直列になっているため、影で隠れたパネルの出力電流が減少してistring 全体の電流が減少し、図 3-5 に示すようにistring の電力が大幅に低下します。

例えば、**図 3-5** の左側の理想的な動作条件のように、10 枚の PV パネルが直列に配置されており、各パネルの全面に光を当てると、40V/15A で 600W の電力を出力することができます。ストリング全体の電力は $10 \times 600W = 6000W$ となります。

図 3-5 の中央のようにストリングが部分的に影で隠れている場合、光が十分に当たらないパネルが 1 つでき、このパネルの出力電流が低下して、ストリング電流が 5A になり、ストリング全体の電力は $40V \times 5A \times 10 = 2000W$ になってしまいます。その結果、パネルが 1 つ影に隠れただけで、合計電力は 66.7% 低下します。これにより、ストリング インバータのメットが大幅に減少するので、このような条件を解決するのに役立つパワー オプティマイザが必要になります。

図 3-5 の右側には部分的に影で隠れたストリングが示されていますが、各パネルにパワー オプティマイザが取り付けられています。影に隠れたパネルは 40V、5A しか出力できませんが、他のパネルに影響を与えずにオプティマイザの DC/DC 回路がこの電流を 15A に増幅します。オプティマイザによりストリングの電力は、 $40V \times 5A + 40V \times 15A \times 9 = 5600W$ となります。3600W の電力を回復することができ、より多くの利益を生むことができます。

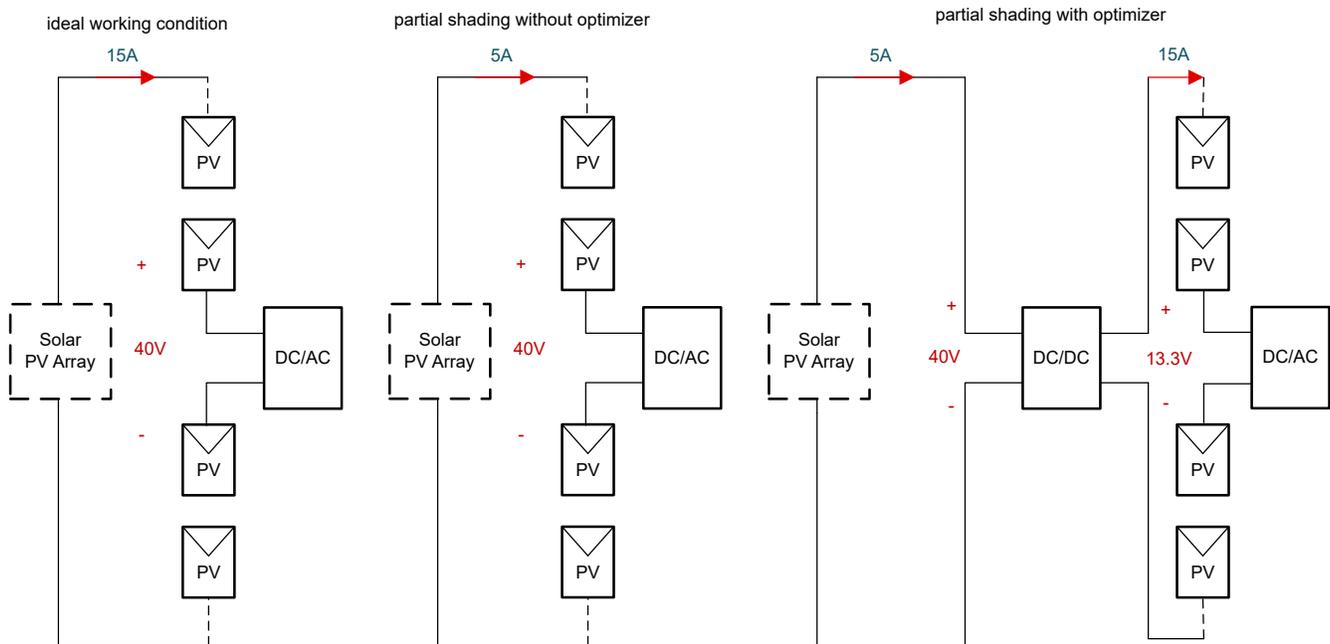


図 3-5. Optimizer を使用する場合と使用しない場合の PV ストリングの動作条件

電力オプティマイザは、PV ストリングをより適切に保護することもできます。オプティマイザは各パネルに独立して接続されているため、DC リンクの高電圧は PV 側ではなくオプティマイザの出力側になります。オプティマイザは、多くの国で必須である緊急シャットダウン (RSD) 機能を簡単に実行できます。

障害状態の間、オプティマイザの PLC レシーバはホストから RSD 信号を取得します。すると、オプティマイザは PV パネルをストリングから切断し、電流がバイパス回路を通過するようにします。LM74610-Q1 をオンにすると、バイパス回路はマイコンによる処理を必要とせず、回路の信頼性が大幅に向上します。アーク障害が発生した場合、PV パネルの接続をストリングから切断すると、ストリングインバータの高電圧が取り除かれ、救助の際の危険が大幅に低減します。

3.2.1 電力線通信 (PLC)

実装されている電力線通信には、FSK 変調が使用されます。この設計では、TIDA-060001 および BOOSTXL-AFE031-DF1 のレシーバ実装と同様に、SunSpec RSD レシーバが実装されています。『SunSpec® 高速シャットダウン送受信』デザイン ガイドおよび『BOOSTXL-AFE031-DF1』ユーザー ガイドも参照してください。このリファレンス デザインでは、双方向の周波数シフト キーイング (FSK) ベースの PLC を実装できます。

3.3.4 スイッチ昇降圧コンバータ

表 3-1.4 スイッチ昇降圧コンバータの仕様

パラメータ	仕様	単位
最小入力電圧	80	V

表 3-1. 4 スイッチ昇降圧コンバータの仕様 (続き)

パラメータ	仕様	単位
最大出力電圧	80	V
最大電流	18	A

このリファレンス デザインは、パネル電流をストリング電流まで増やしたり減らしたりするために、4 スイッチの昇降圧トポロジを実装しています。そのため、モジュールレベルの最適化を動作させる必要のある多くのアプリケーションでこのリファレンス デザインを使用できます。

また、このトポロジでは、バイパス抵抗を使用して昇圧側の上側スイッチをバイパスすることで、降圧トポロジに構成することもできます。このバイパス抵抗により、両方のトポロジの設計と実装が簡単になります。

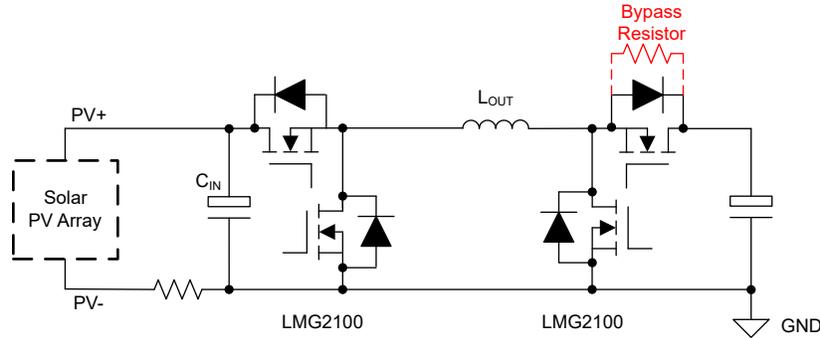


図 3-6. 構成可能な 4 スイッチ昇降圧トポロジ

スタックキャリア変調を使用して、4 スイッチ昇降圧トポロジ用の PWM を生成します (図 3-6 を参照)。

降圧段と昇圧段のキャリアをスタックしています。降圧キャリア振幅は 0~1.05、昇圧キャリア振幅は 0.95~2 の間であるため、当然のことながら、変調器が 0.95~1.05 の間にある場合、これら 2 つのキャリアはオーバーラップします。したがって、この変調方式は図 3-7 に示すように、降圧モードから昇降圧モードおよび昇圧モードにシームレスに移行できます。

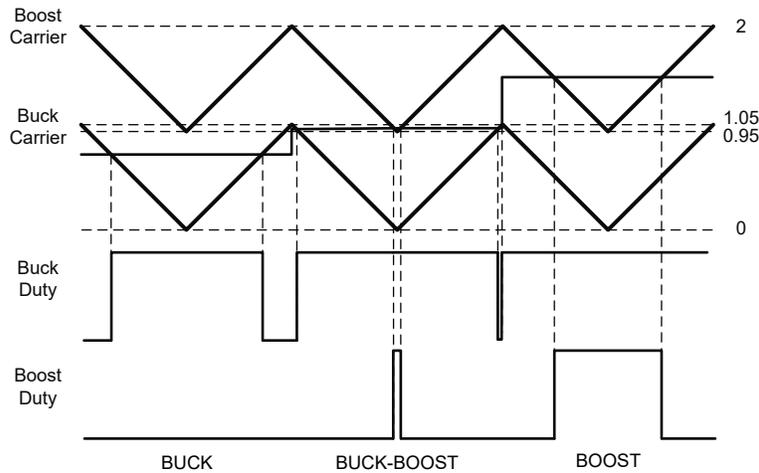


図 3-7. 4 スイッチ昇降圧トポロジ—変調方式

C2000 のキャリアの開始点を調整すると PWM の分解能が低下します。理論的な実装を使用した場合、PWM の分解能は約 50% 低下する可能性があります。これによりコンバータの性能が低下します。そのため、ソフトウェアでは、図 3-8 に示すように昇圧段と降圧段の変調器を調整することでこれを実現します。これは、昇圧と降圧のキャリアは依然として 0~1 の間であり、変調器は 0~2 の間です。降圧コンバータの変調器に 0.95 を掛けるだけで、これは降圧コンバータのキャリアに 1.05 を掛けることに相当します。昇圧段も同様です。まず昇圧コンバータの変調器を 0.95 減算してから、結果を 0.95 倍にして、昇圧段の最終的な変調器を求めます。式 1 と式 2 では、 M_{buck} が降圧段の変調器であり、 M_{boost} が昇圧段の変調器です。

$$M_{\text{buck}} = M_{\text{loop}} \times 0.95 \quad (1)$$

$$M_{\text{boost}} = (M_{\text{loop}} - 0.95) \times 0.95 \quad (2)$$

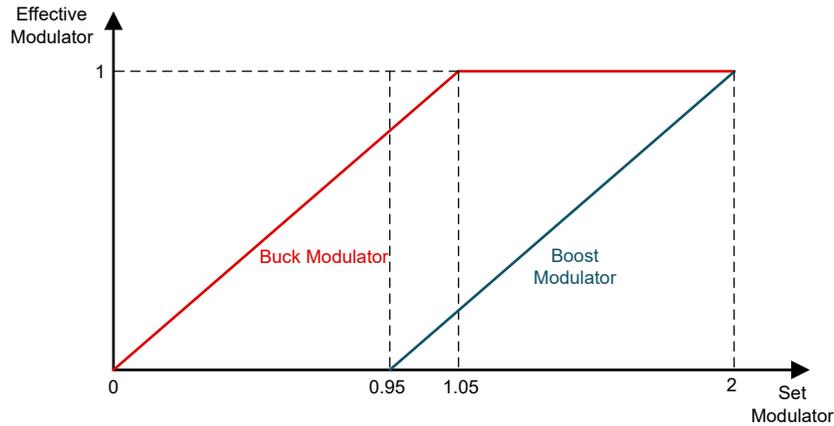


図 3-8. C2000™ に実装済みの 4 スイッチ昇降圧トポロジ変調方式

この 4 スイッチ昇降圧電力段を小型化し効率を高めるため、このリファレンスデザインでは LMG2100R026 ハーフブリッジ電力段が選択されています。これは、ゲート電圧 5V で、最大 V_{DS} が連続 93V、パルス定格 100V、下側 Q_g および $R_{DS(on)}$ がそれぞれ 12nC および 2.6m Ω となっています。また、7.0mm × 4.5mm × 0.89mm の鉛フリーパッケージにより多くの PCB 面積を節約できます。このパッケージは高周波電流ループを低減するよう最適化されており、スイッチング期間中のリングングが非常に小さくなります。これは、中電力定格のコンパクトで高い電力密度、高効率の電力オプティマイザに適した設計です。

3.4 出力インダクタンス

連続導通モード (CCM) は、高い効率を維持すると同時に、ストリング インバータに必要な定電流を供給するためのモードです。入力電圧範囲、出力電圧、負荷電流を規定すると、CCM を維持するための設計パラメータとしてインダクタの値が残ります。

簡単に言って、コンバータの目的のリプル電流 (ΔI) を定義します。通常、 ΔI は出力電流 (I_O) の 0.2~0.4 倍です。リプル電流係数として 0.4 を選択します。

最大出力電流 18A を考慮し、FET の電圧降下とインダクタの抵抗を無視すると、次の式が得られます。

$$L \times \frac{\Delta I}{T_{\text{off}}} = V_o \quad (3)$$

18A、600W の条件時の出力電圧は約 33.3 V です。入力電圧は PV パネルの最大電力点で 43V と見なすことができ、ここから出力インダクタンス 3.48 μH を導き出すことができます。半負荷時に、18A、300W 条件での出力電圧を考慮すると約 16.7V、入力電圧も 43V になります。半分の照射での MPP 電圧は全照射時の MPP 電圧とほぼ同じであるため、出力インダクタンスは約 4.7 μH です。

サイズが同じ場合、インダクタンスが小さいインダクタは飽和電流が大きくなる可能性があります。最後に、この設計をコンパクトにするため、3.6 μH インダクタを選択しています。

3.5 入力容量

サイズを小さくすると同時に大きいリップル電流への対処能力を満足するため、入力コンデンサを注意深く選択します (詳細については、『[降圧コンバータの入力コンデンサの選択方法](#)』アナログ アプリケーション ジャーナルを参照してください)。

最大電力トラッキング 99.5% など、満足いく MPPT 効果を得るには、多くのパネルにおいて、入力リップル電圧の値を小さくする必要があります。V_{panel} が V_{mpp} の 97.5%~102.5% の範囲内にある場合、パネルの出力電力は最大電力の 99.5% を超えます。ほとんどのパネルでは、MPP 電圧は 30V より高くなります。したがって、0.75V が最大入力リップル電圧 (ΔV_{in}) となります。

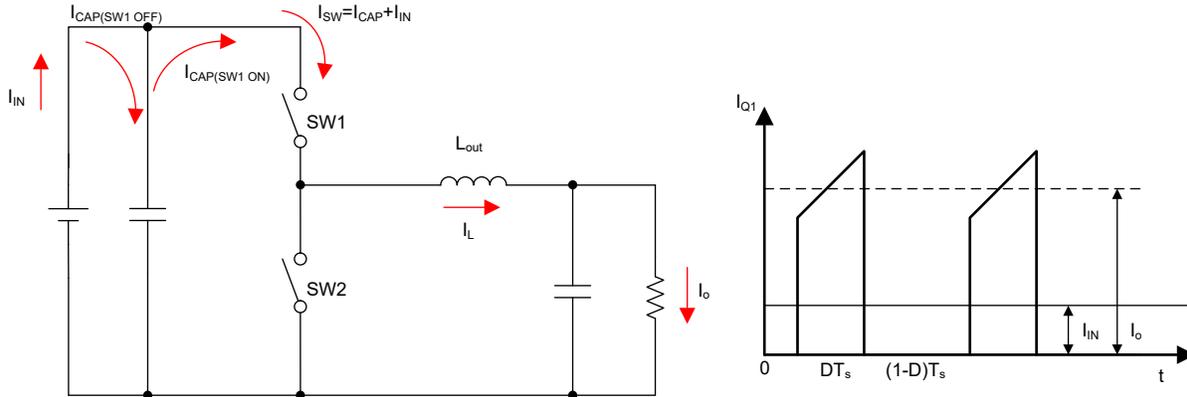


図 3-9. 入力電流波形

入力コンデンサを流れる AC 電流によって、入力電圧リップルが発生します。リップル電流の大部分は MLCC を通過しますが、等価直列抵抗 (ESR) が低いため、ここから生じるリップル電圧は無視できます。残りのリップル電流は電界コンデンサがある場合そこを流れます。電解コンデンサの ESR はかなり大きくなりますが、AC 電流は小さく、入力電圧リップルへの全体的な影響は小さくなります。

式 4 を使用して、リップル電圧の要件を満たすために必要な実効キャパシタンスを推定します。50% デューティ サイクルでは、入力容量 C_{IN} が最大になります。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_O}{\Delta V_{in} \times f_{sw}} \quad (4)$$

I_O が 18A、f_{sw} が 300kHz の場合、C_{in} は 20μF より大きくする必要があります。電圧上昇に伴う MLCC の DC バイアス効果を考慮すると、実際の値は現実の状況によっては大きくする必要があります。

加えて、入力コンデンサは、リップル電流に起因する熱ストレスへの対応も必要です。フットプリントが大きくなると温度上昇は小さくなります。入力リップル電流の二乗平均平方根 (RMS) 電流を計算するには、式 5 を使用します。

$$I_{in_rms} = I_O \times \sqrt{D \times (1 - D) + \frac{1}{12} \times \left(\frac{V_O}{L \times f_{sw} \times I_O} \right)^2 \times (1 - D)^2 \times D} \quad (5)$$

デューティ サイクルは、入力 RMS リップル電流にかなりの影響を及ぼします。図 3-10 は、入力 RMS 電流と負荷電流の比とデューティ サイクルの関係のプロットで、ここから最大リップル電流 RMS を確認できます。リップル電流が最大になるのは、デューティ サイクルが 0.5 のときです。I_{in_rms} の最大値は 9.5A です。MLCC の温度上昇を低減するために、1210 フットプリントを選択します。一方、大容量のコンデンサを 1 つ使用するよりも、小容量の複数のコンデンサを並列接続の方が適しています。

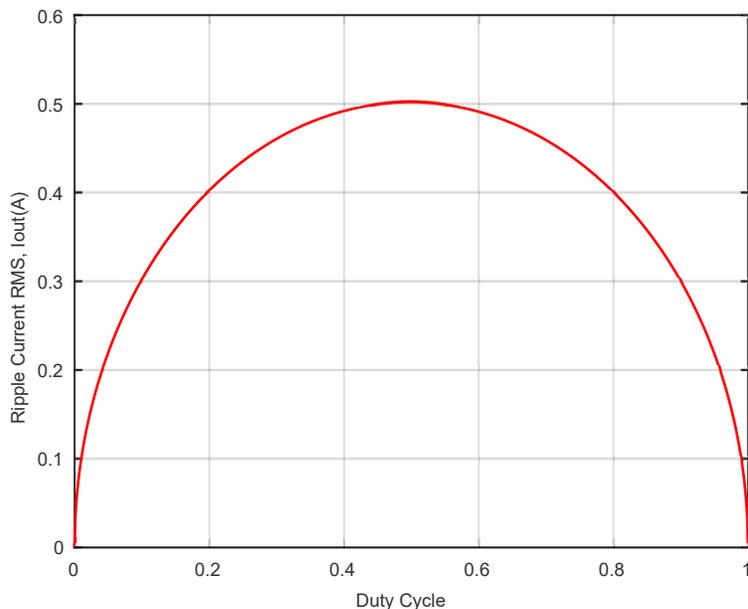


図 3-10. 入力 RMS、負荷電流比とデューティ サイクルとの関係

特に di/dt と dv/dt の傾きが大きい GaN デバイスを使用する場合、等価直列インダクタンス (ESL) が小さく ESR が小さい追加の小型 MLCC を、FET の入力側にできるだけ近づけて配置します。このような MLCC は、効率を犠牲にすることなく、スイッチング ノード波形のオーバーシュートを大幅に低減できます。

システムの応答速度が重要である場合、過渡応答を満足するために、アルミ電解コンデンサなどのバルク コンデンサを追加することもできます。電解コンデンサの ESR が高いため、入力リップル電圧を ESR で除算することでリップル電流を概算できます。また、波形は三角波なので、式 6 で RMS 値を推定できます。

$$I_{\text{bulk_rms}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \times \frac{\Delta V_{\text{in}}}{\text{ESR}} \quad (6)$$

バルク コンデンサを選択する際は、RMS 電流の許容誤差が小さいため注意してください。

3.6 電流センサ

表 3-2. 電流センサ設計基準

パラメータ	仕様
最大同相電圧	80 V
最大入力電流	18A
最大出力電圧	3.3 V

このリファレンス デザインでは、最大電力点の計算と追跡を行うために、パネル電流とバッテリー電流を正確に測定する必要があります。この設計は、最大 80V のパネルをサポートしているため、80V 以上の最大同相電圧が必要です。

このリファレンス デザインでは、同相ノイズに対して優れた性能と小さい感度誤差を実現するため、TMCS1127 ホール効果センサを選択しています。式 7 と 式 8 を使用して、電流センサの分解能と、表 3-2 に記載されているパラメータについてセンサの電力損失を計算します。例を以下に示します。最大 $\pm 31\text{A}$ のセンシング能力があるので、TMCS1127B2A を選択しています。

3.6.1 電流測定 of 分解能

TMCS1127B2A の感度は 50mV/A です。アンプから 12 ビット ADC への電流分解能は、次の式で与えられます。

$$I_{RES} = (V_{OUT} / (ADCMAX \times Sensitivity)) = (3.3V / (4095 \times 50mV/A)) \quad (7)$$

$I_{RES} = 16.1mA$ per bit, that is, 1A equals 62.05bit in MCU

3.6.2 電流センサの消費電力

式 8 は、最大消費電力の計算です。

$$P_{DISS} = I_{MAX}^2 \times R_{IN} = (18A)^2 \times 0.7m\Omega \quad (8)$$

$$P_{DISS} = 0.23W$$

3.7 スイッチング レギュレータ

このリファレンス デザインでは、AFE031 の動作に 12V、C2000 コントロールカードと GaN デバイス (LMG2100R026) の動作に 5V、さらにサンプリングデバイスやその他の部品が動作するために 5V から 3.3V への降圧が必要です。電源ライン (パネル) から 12V ラインを生成するには、80V の最大パネル電圧をサポートする広い VIN を持つ降圧スイッチングレギュレータ LM5164 が必要です。

LMR51410XF をベースとする Fly-Buck トポロジは、固定スイッチング周波数レギュレータを使用して LMG2100 の上側 FET 用に 2 つの独立した 5V を生成し、100% のデューティ サイクルをサポートします。

3.8 バイパス回路

バイパス回路は、オプティマイザのメイン回路またはパネルの誤動作時に重要な役割を果たします。従来型のソーラー電力オプティマイザは、バイパス回路にショットキー ダイオードまたは P-N 接合ダイオードを使用しています。ストリング電流が大きい場合、高い順方向電圧降下により、ダイオードの消費電力が大きな熱の問題を発生する可能性があります。バイパス回路の消費電力を低減するために、別の設計では MCU によって制御されるアクティブ MOSFET を使用しますが、MOSFET の通常動作は MCU によって決まります。

この設計では、信頼性が高く低消費電力の方法を使用しています。この設計では、オンまたはオフの切り替えは MCU の信号に依存しないため、MCU が機能していない場合でも、設計はストリング電流を低消費電力でバイパスできます。この設計では LM74610-Q1 を使用してスタンドアロンの MOSFET 制御を行い、外部からの介入なしで自律的に動作できます。Analog Design Journal の記事『[ソーラー アプリケーションで理想ダイオード コントローラをスケーラブルな入力バイパス スイッチとして使用する方法](#)』で、この方式の詳細な設計と動作原理を説明しています。ディプリーション MOSFET Q_D をセンス パスに追加することで、理想ダイオード コントローラの逆電圧範囲 (42V 定格) を簡単に拡張できます。ストリング電流がパワー MOSFET Q_1 を流れるため、バイパス回路の消費電力が低減されます。

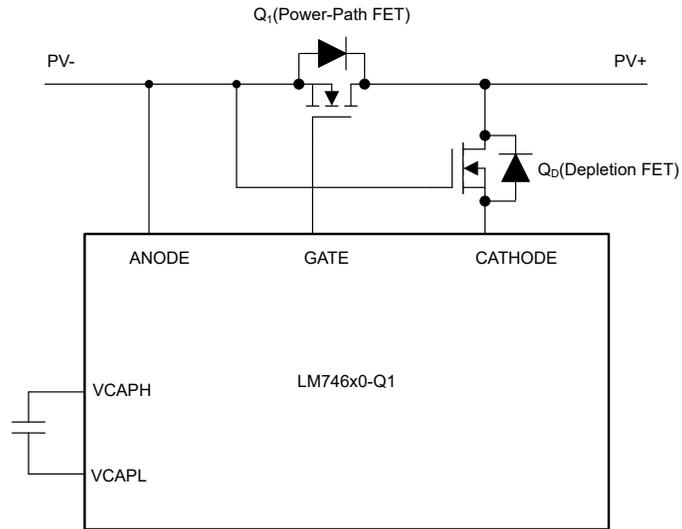


図 3-11. LM74610-Q1 に基づくバイパス回路

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。

- TIDA-010949
- TMDSCNCD2800137 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、基板の電力供給と評価を行いました。

- DC 電源: ITECH IT6010C-80
- DC 負荷: クロマ, 63203A
- 電力アナライザ: YOKOGAWA WT500

4.2 ソフトウェア要件

ボードのテストについては、デジタル電源 SDK、TIDA-010949 ソフトウェア、およびソフトウェア ユーザー ガイドを参照してください。

図 4-1 に、ソフトウェアのフローチャートを示します。

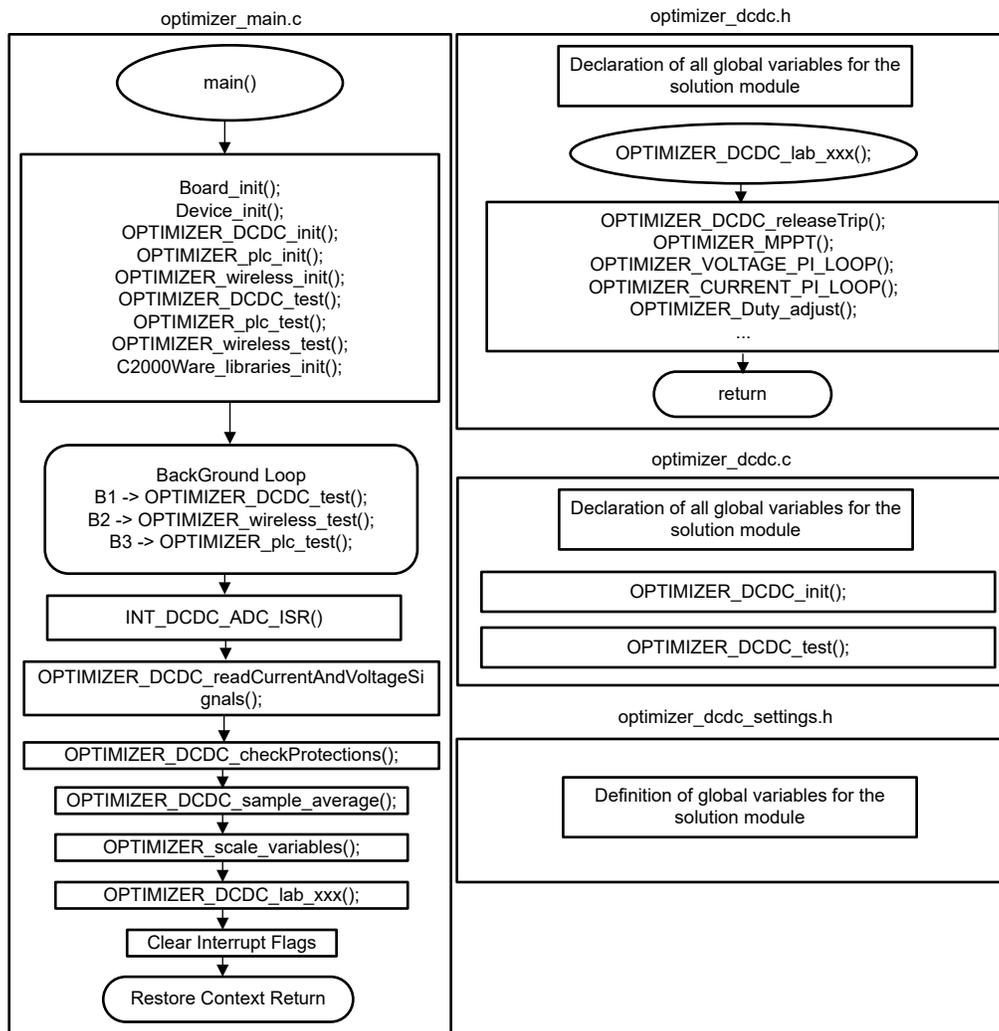


図 4-1. ソフトウェアのフローチャート

4.3 テスト構成

入力を DC 電源に接続し、出力を DC 負荷に接続して、電力段をテストします。

降圧トポロジの代わりに 4 スイッチ昇降圧トポロジをテストする場合はバイパス抵抗を取り外します。図 4-2 を参照してください。

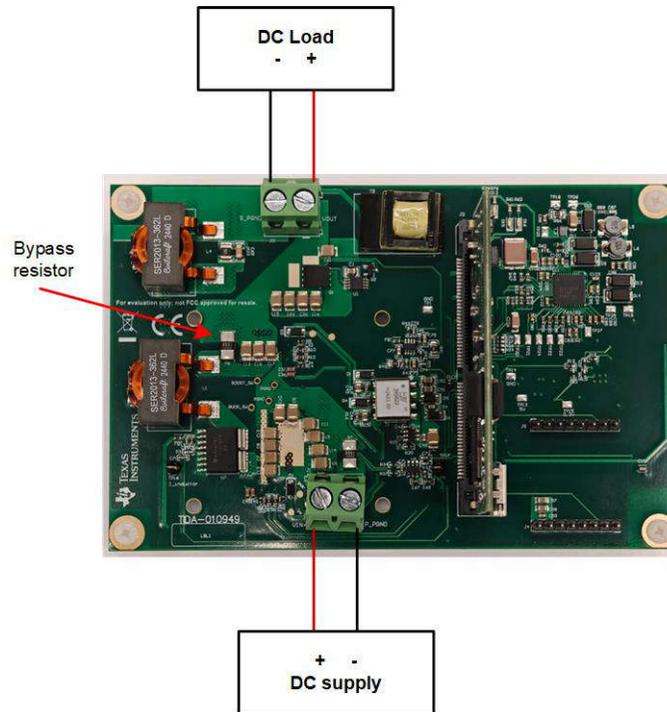


図 4-2. テスト接続

4.4 テスト結果

これらのテスト結果では、実際のシステムの損失および効率を反映できるように、制御カードによって消費される追加の電力 (C2000 の消費電力は保持されます) を減算します。

4.4.1 短絡モードのテスト結果

短絡モードでは、DC 電源は、基板上のパワースイッチと受動部品のオン抵抗を経由して負荷に直接接続されます。降圧段のデューティサイクルは 100%、昇圧段のデューティサイクルは 0% です。図 4-3 に、このモードのブロック図を示します。

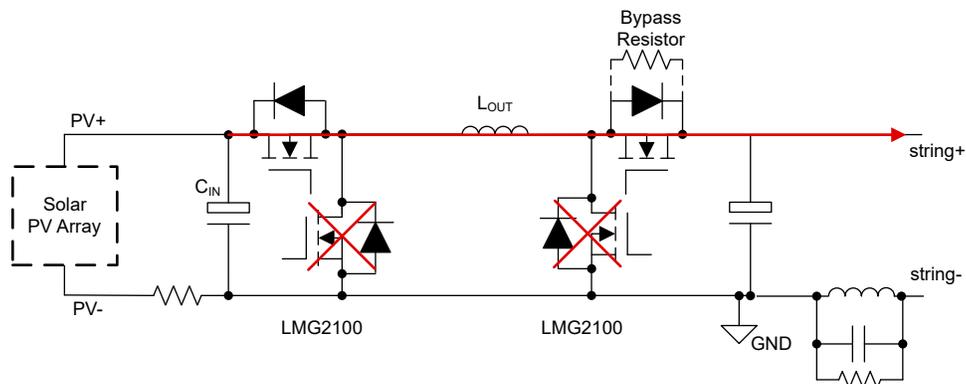


図 4-3. 短絡モードのブロック図

表 4-1、表 4-2、図 4-4 に、さまざまな入力電圧および電力定格での効率を示します。400W パネルの MPPT 電圧のほとんどは概ねこの範囲であるため、33V の値が選択されています。これがパネルの 500W および 600W の MPPT 電圧に対する代表的な電圧であるため、43V の値が選択されています。

- 33Vin のピーク効率は 120W~240W の範囲で 99.5% であり、400W での全負荷効率は 99.3% です
- 43Vin のピーク効率は 250W で 99.6% で、600W での全負荷効率は 99.3% です

表 4-1. TIDA-010949 の短絡モード効率、33Vin

出力電力	20 W	40 W	80 W	120 W	180w	240w	300w	400w
V _{in} =33V	97.8%	98.9%	99.3%	99.5%	99.5%	99.5%	99.4%	99.3%

表 4-2. TIDA-010949 の短絡モード効率、43V_{IN}

出力電力	25 W	50 W	100 W	150 W	200 W	250 W	320 W	450 W	500 W	600 W
V _{in} =43V	97.6%	98.8%	99.3%	99.5%	99.5%	99.6%	99.5%	99.5%	99.5%	99.3%

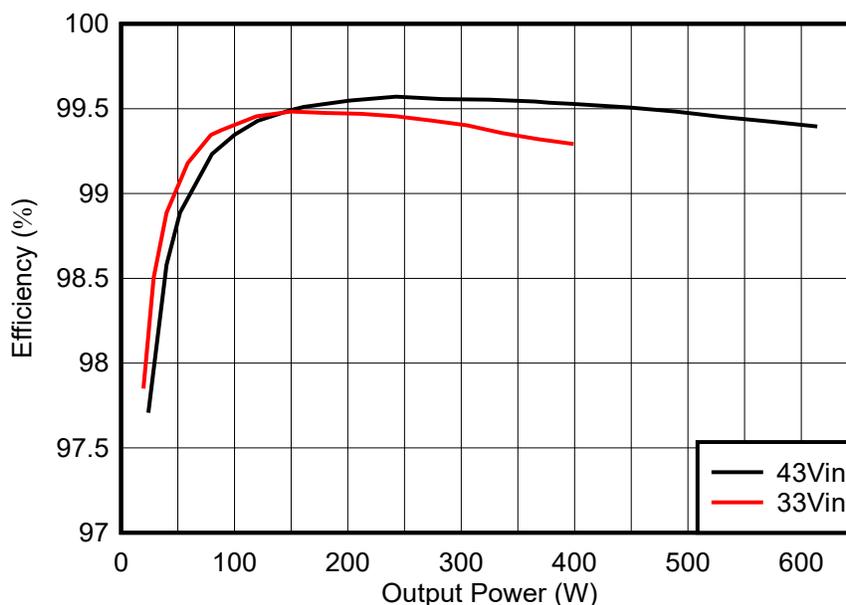


図 4-4. 短絡モード効率

4.4.2 スイッチングモードのテスト結果

スイッチングモードでは、アクティブ MPPT アルゴリズムを動作させるために、パワースイッチが切り替えを開始します。さまざまな電力定格および電流のテスト結果を表 4-3 から表 4-5 と図 4-5 に示します。

400W パネルの場合、定出力電流を 9A に設定すると、300W を上回る電力時に、98.7% のピーク効率を達成します。出力電力が 300W のとき、コンバータは昇降圧モードで動作します。400W 出力電力では、コンバータは昇圧モードで動作します。表 4-3 を参照してください。他の電力点では、コンバータは降圧モードで動作します。

500W パネルの場合、定出力電流を 12A に設定すると、500W の全負荷条件で 98.8% のピーク効率を達成します。出力電力が 500W のとき、コンバータは昇降圧モードで動作します。表 4-4 を参照してください。他の電力点では、コンバータは降圧モードで動作します。

600W パネルの場合、15A 定出力電流条件で、600W 全負荷時に 99.0% のピーク効率を達成します。表 4-5 を参照してください。18A の定出力電流条件では、全負荷時に 98.6% のピーク効率も達成します。どの電力点においても、コンバータは降圧モードで動作します。

表 4-3. TIDA-010949 のスイッチングモード効率、400W

出力電力	20 W	40 W	80 W	120 W	200 W	300 W	400 W
$V_{in} = 33V$ 、 $I_{out} = 9A$	89.9%	94.2%	96.6%	97.5%	98.5%	98.7%	98.7%

表 4-4. TIDA-010949 のスイッチングモード効率、500W

出力電力	25 W	50 W	100 W	150 W	250 W	375 W	500 W
$V_{in} = 43V$ 、 $I_{out} = 12A$	83.9%	92.3%	95.8%	96.8%	97.8%	98.7%	98.8%

表 4-5. TIDA-010949 のスイッチングモード効率、600W

出力電力	30 W	60 W	120 W	180 W	300 W	450 W	600 W
$V_{in} = 43V$ 、 $I_{out} = 15A$	83.8%	91.6%	95.2%	96.4%	97.6%	98.5%	99.0%
$V_{in} = 43V$ 、 $I_{out} = 18A$	80.6%	89.2%	93.7%	95.7%	97.0%	97.9%	98.6%

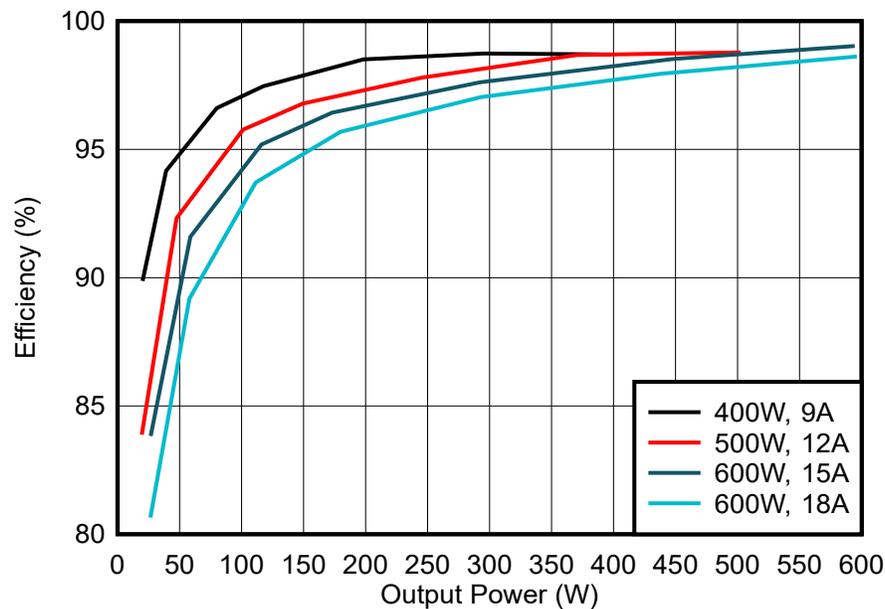


図 4-5. スイッチング モードの効率

図 4-6 に、降圧段のスイッチングノードの波形を示します。オーバーシュートは非常に小さく、明確なリングングはありません。

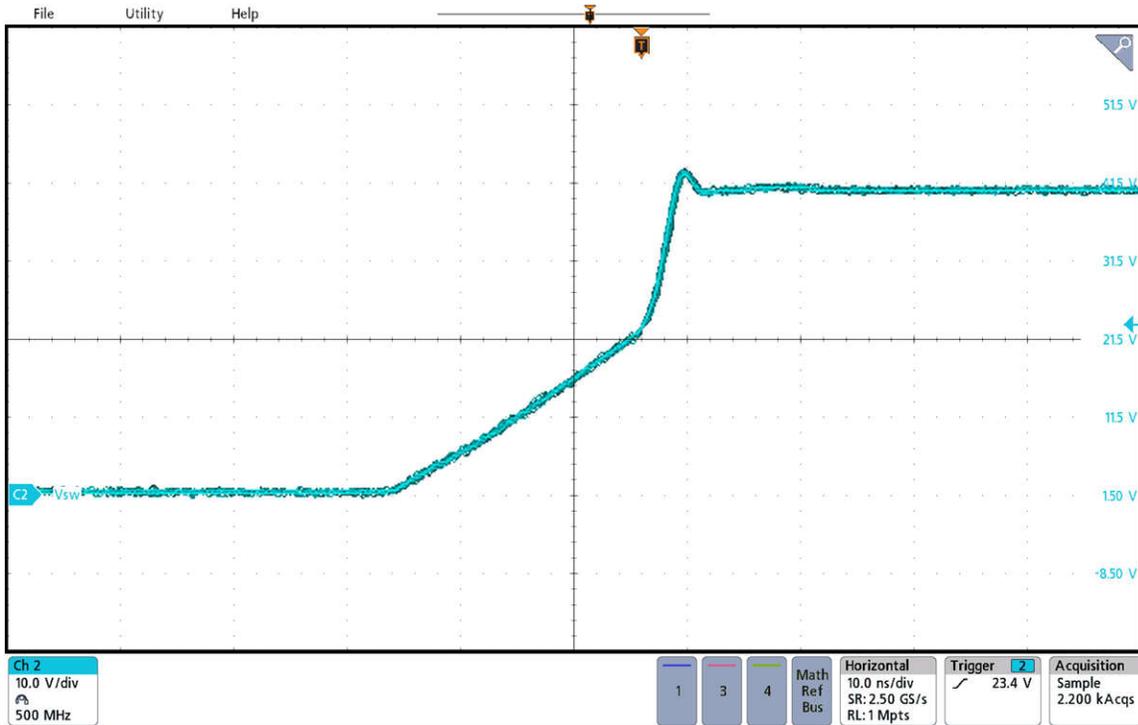


図 4-6. 無負荷時のスイッチング ノードの波形、降圧段

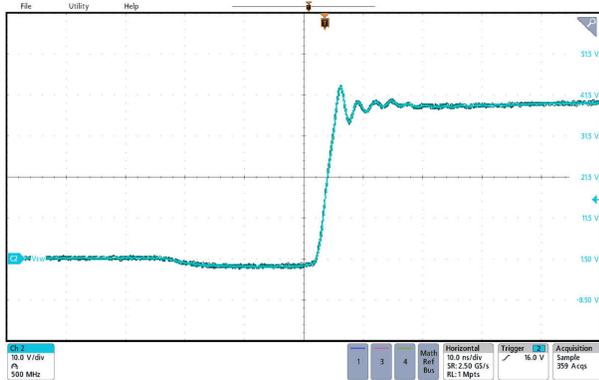


図 4-7. 全負荷でのスイッチング ノードの立ち上がりエッジの波形、降圧段

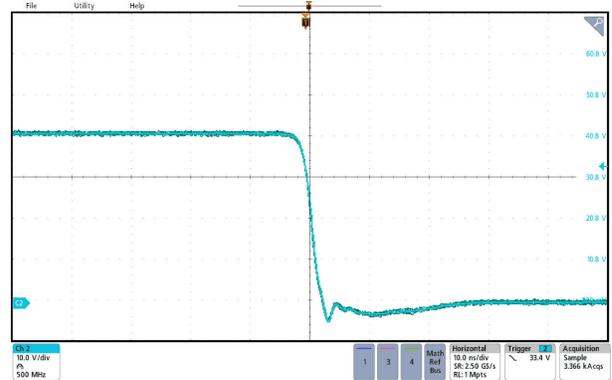


図 4-8. 全負荷でのスイッチング ノードの立ち下がりエッジの波形、降圧段

図 4-9 に、昇圧段のスイッチングノードの波形を示します。この波形もきれいです。

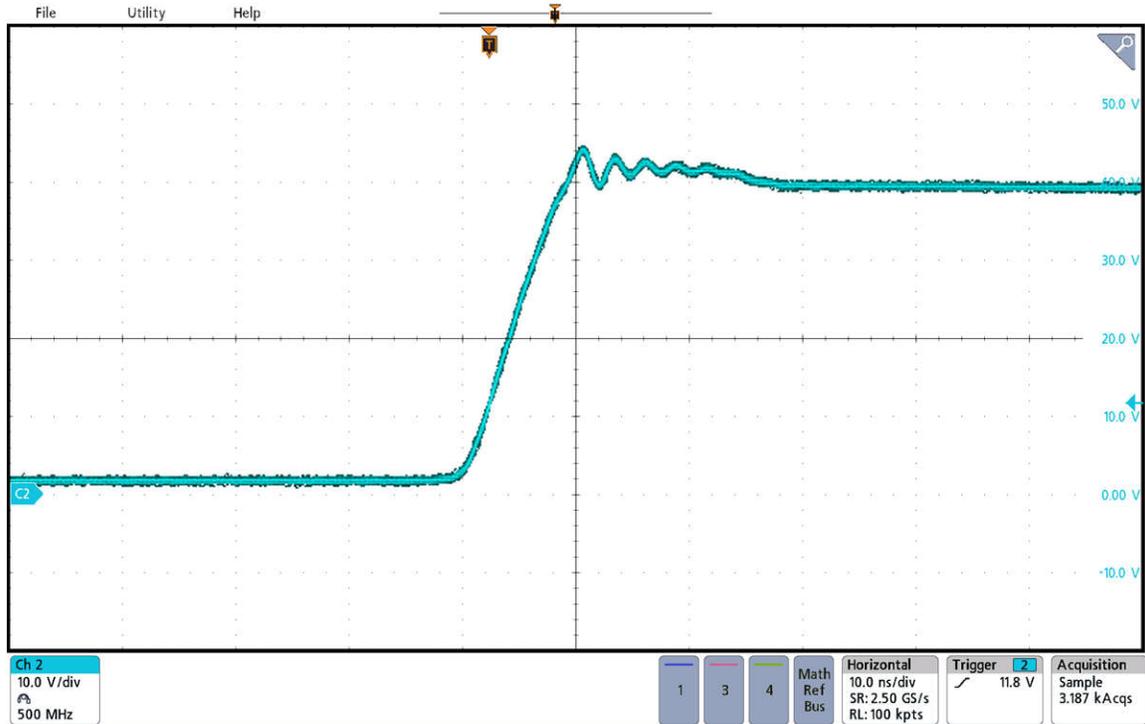


図 4-9. 全負荷でのスイッチング ノードの波形、昇圧段

4.4.3 バイパス回路のテスト結果

図 4-10 および 図 4-11 に、LM746x0-Q1 に基づくバイパス回路のテスト結果を示します。チャンネル 2 はバイパス回路の電圧降下です。チャンネル 3 は LM74610-Q1 のゲート駆動電圧です。チャンネル 4 はバイパス電流です。

波形は、この設計で非常に小さい電圧降下でストリング電流を効果的にバイパスでき、約 98.5% のデューティ サイクルを実現できることを示しています。この設計では、消費電力が低減し、システムの信頼性が向上します。

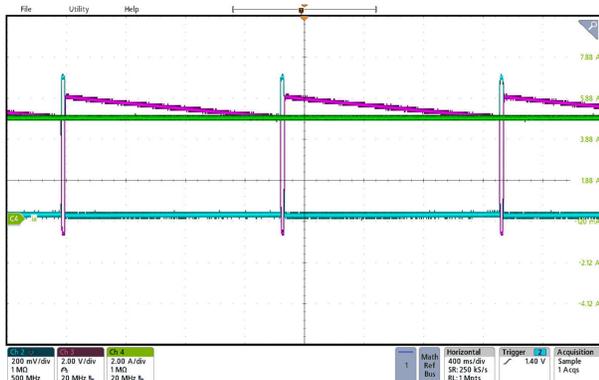


図 4-10. バイパス回路テスト結果—グラフ A

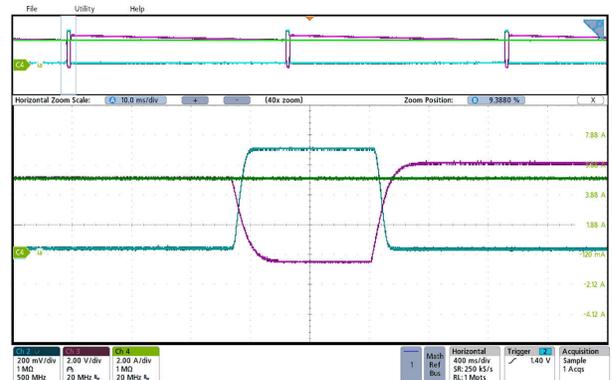


図 4-11. バイパス回路テスト結果—グラフ B

4.4.4 PLC テスト結果

PLC ハードウェア実装のテストには、結合回路と受信パス内のバンドパスフィルタの検証が含まれます。

カップリング回路をチェックするため、周波数応答アナライザ (Venable Instruments Model 3120) を用いてインピーダンスを測定しました。重要なのは、カップリング ネットワークが PLC キャリア周波数で高インピーダンスを示し、通信帯域外で低インピーダンスを維持する必要があることです。図 4-12 に、測定したインピーダンスを示します。マークおよび RSD PLC プロトコルのスペース周波数におけるインピーダンスを黄色のマーカーで示します。

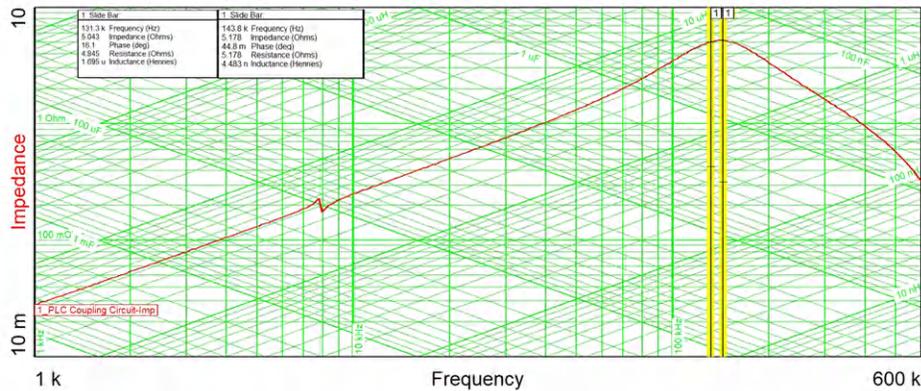


図 4-12. インピーダンス カップリング回路

受信パスに対して追加のバンドパス フィルタを実装します。このパスでは、PLC 通信のキャリア周波数にパスバンドを設定することが重要です。バンドパスフィルタの伝達曲線測定値を、図 4-13 に示します。パスバンドは 70kHz~150kHz の間にあります。この測定には、同じ周波数応答アナライザを使用しました。

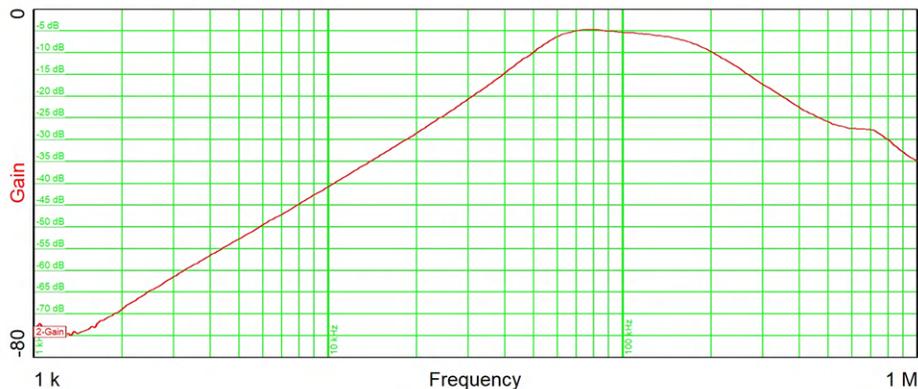


図 4-13. 伝達曲線、バンドパス フィルター、受信経路

このデザインでは、TIDA-060001 リファレンス デザインと共に緊急シャットダウン機能を搭載した、PLC 結合回路および AFE031 を検証しました。SunSpec 高速シャットダウン送信および受信のリファレンス デザインもご覧ください。

5 設計とドキュメントのサポート

5.1 デザイン ファイル

デザイン ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010949](#) 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-010949](#) 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-010949](#) 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

[TMDSCNCD2800137](#) C2000™ マイコン controlCARD™ 向けの TMS320F2800137 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、『スイッチモード電源の降圧電力段について』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 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、設計に必要な支援を迅速に得ることができます。

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

5.5 商標

C2000™, E2E™, SimpleLink™, and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

Wi-SUN® is a registered trademark of Wi-SUN Alliance.

Zigbee® is a registered trademark of ZigBee Alliance.

Bluetooth® is a registered trademark of Bluetooth SIG, Inc.

Wi-Fi® is a registered trademark of Wi-Fi Alliance.

mioty® is a registered trademark of Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.

Arm® and Cortex® are registered trademarks of Arm Limited.

SunSpec® is a registered trademark of SunSpec Alliance, Inc.

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

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

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

VSEVOLOD ELANTSEV は、テキサス・インスツルメンツドイツのエネルギー インフラストラクチャのシステム 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。

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