

Design Guide: TIDA-010966

バック バランス用双方向絶縁型デュアル ブリッジ直列共振 DC/DC コンバータのリファレンス デザイン



説明

このリファレンス デザインは、双方向の絶縁型デュアルブリッジ直列共振 DC/DC コンバータであり、住宅用エネルギー ストレージ システムでバック バランスを確保する目的で使用します。このリファレンス デザインは、**95%** のピーク効率で、定電流モードと定電圧モードを実現できます。このリファレンス デザインは、**40V ~ 60V** の住宅用エネルギー ストレージ システム向けです。

リソース

[TIDA-010966](#)

[UCC27288](#)、[UCC23513](#)

[TMS320F2800137](#)、[TLV9062](#)

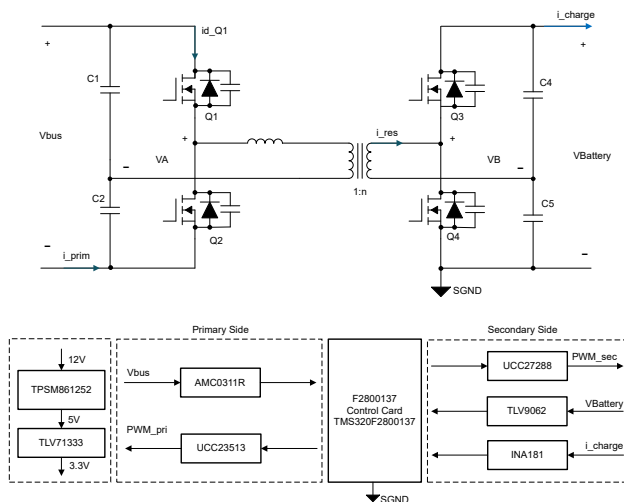
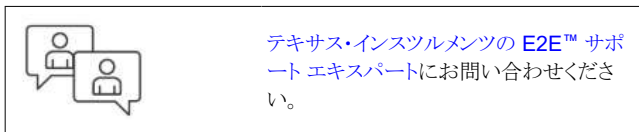
[INA181](#)、[TPSM861252](#)

デザイン フォルダ

プロダクト フォルダ

プロダクト フォルダ

プロダクト フォルダ

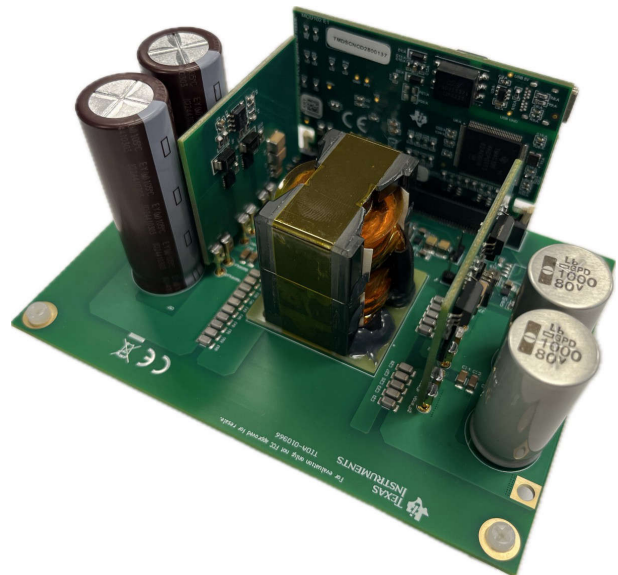


特長

- 単一位相シフト (SPS) 制御と可変周波数 (VF) 制御を備えた双方向デュアル アクティブ ブリッジ
- 定電流 (CC) と定電圧 (CV) の各ループ制御機能を活用する双方向電力制御
- TMS320F2800137 コントローラによりデジタル制御を実現
- 最大 **5A** の充放電電流
- 低コスト要件に適した絶縁型の電圧/電流検出機能は非搭載
- ピーク効率 **95%**、全負荷効率 **93.7%**
- **80kHz ~ 300kHz** のスイッチング周波数で、フル レンジのゼロ電圧スイッチング (ZVS) を実現
- 入力電圧 **24V**、出力電圧 **40V ~ 58V**、入力電圧範囲全体でソフト スwitchングを実現

アプリケーション

- **ESS (エネルギー ストレージ システム) – バッテリ管理システム (BMS)**



1 システムの説明

エネルギー ストレージ システム (ESS) は、再生可能エネルギーのアプリケーションにおいて重要な役割を果たします。システムの電圧、容量、使用方法に応じて、ESS は、住宅用 ESS、商業用および産業用 ESS、グリッド ESS の 3 つのカテゴリに分類されます。商業および産業およびグリッド ESS には、それぞれがスタックされたパックを含む複数のラックが含まれます。住宅用 ESS にはパックのみが含まれます。住宅用 ESS は、高電圧の住宅用 ESS と低電圧の住宅用 ESS に分割されています。その中で、高電圧システムは、直列に接続されたパックで構成され、高電圧を形成し、PCS (双方向 DC/DC + 双方向 DC/AC) を介してグリッドに反転しています。図 1-1 に、高電圧住宅用 ESS のシステム アーキテクチャを示します。

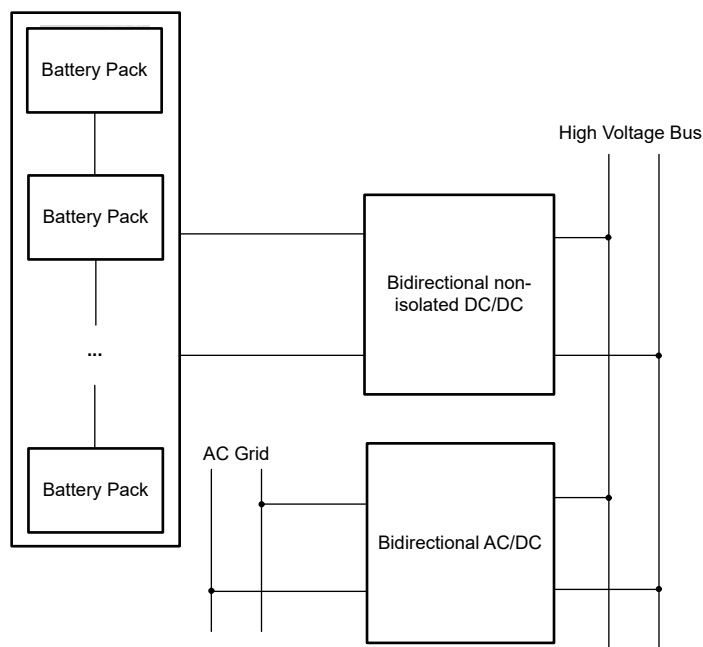


図 1-1. 高電圧住宅用 ESS のアーキテクチャ

直列接続されたバッテリー パックは、充電電流と放電電流の各プロファイルが同一になります。パック電圧の不均衡は、パック間の経年劣化の程度によるものです。電圧レベルが一貫していないと、システムの使用率と寿命に影響を及ぼします。パックが弱いと、同じ充電エネルギーでより高い電圧が発生し、不均衡がさらに悪化します。

パックの経年劣化度が同じではない理由はいくつかあります。

- エネルギー ストレージ システムの寿命が延びているにつれて、パックごとの熱が異なり、それが徐々にパック間の不整合を引き起こします。
- 住宅用 ESS 内には、古いパックと新しいパックが混在しており、複数のパック間で容量の不整合が発生します。

したがって、複数のパック間での不均衡を最適化するために、複数のパック間での電圧をバランシングするためにアクティブ パック バランシングが必要になります。この場合、アクティブパックバランスとして複数の双方向絶縁型 DC/DC コンバータを使用する例を図 1-2 に示します。

これらの双方向 DC/DC コンバータは、一方の端でバッテリー パック、もう一方の端では補助電源レールを使用して終端します。

高電圧条件が優先される場合は、バッテリー コネクタからパックを直接放電します。逆に、低電圧条件が存在する場合はパックを再充電します。この方法を使用することで、パック間の電圧バランスを維持できます。

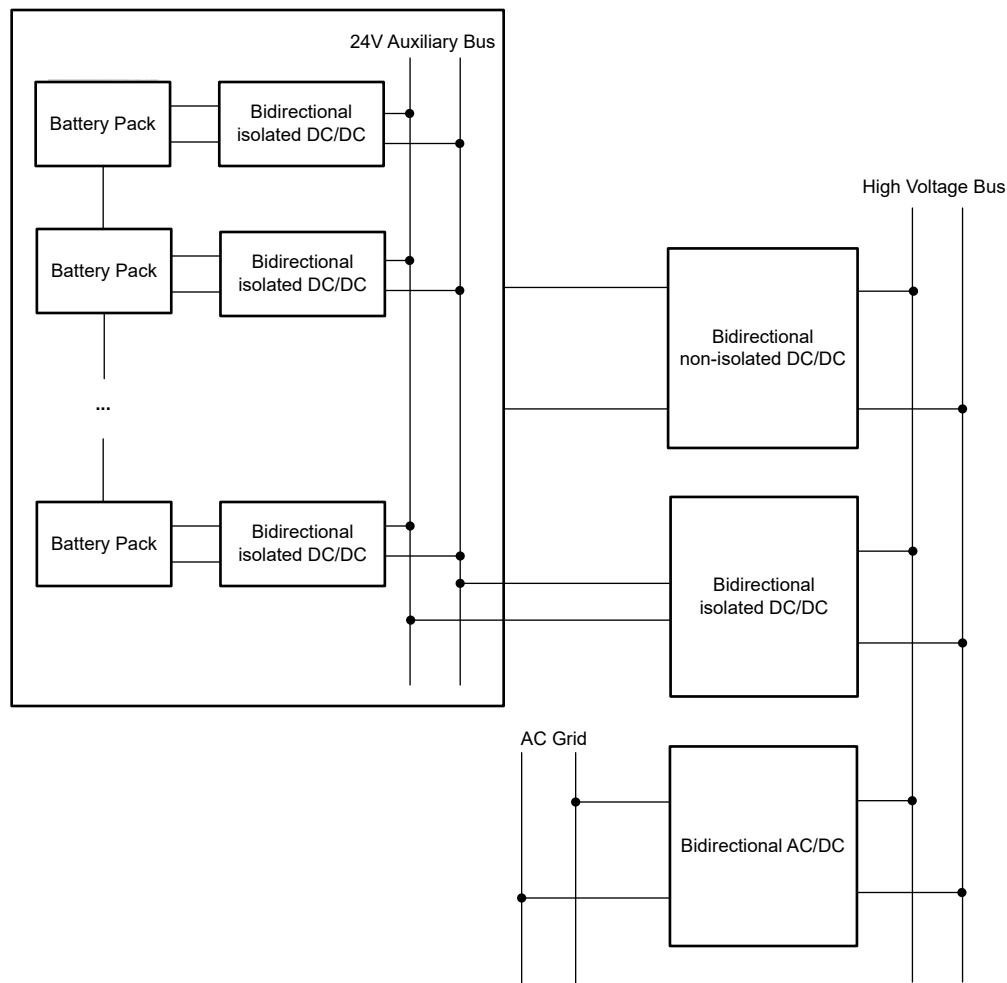


図 1-2. 高電圧住宅用 ESS におけるアクティブ パック バランス

このシステムで使用するコンバータにとって、電力密度、システムコスト、システム効率 は重要な要件です。双方向絶縁型デュアルブリッジ直列共振 DC/DC コンバータには、絶縁型双方向電力伝送を実現できる 2 個のハーフブリッジのみがあります。スイッチ数が減ると、電力密度とシステムコストの向上に役立ちます。このトポロジは、ゼロ電圧スイッチング (ZVS) の解除にも役立ち、システム効率の向上にも役立ちます。

このリファレンス デザインは、住宅用 ESS のアクティブ パック バランスを実現するまったく新しいアーキテクチャを提案し、双方向絶縁型デュアルブリッジ直列共振 DC/DC コンバータを使用して電力伝送を実現します。このトポロジでは、このリファレンス デザインでは、フルレンジの ZVS を実現するための新しい可変周波数と位相シフト制御方式を提案します。

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 2-1 は、このリファレンス デザインのブロック図を示します。1 次側は電圧と電流のセンシング機能を必要とします。TLV9062 デバイスは電圧ループの入力電圧を検出し、INA185 を使用して入力電流を検出し電流ループを実行します。

TMDSCNCD2800137 の制御カードはデジタル制御をサポートし、両側で UCC27288 および UCC23513 デバイスをゲートドライバとして使用します。このアーキテクチャには、4 個の Si MOSFET、共振コンデンサ、共振インダクタ、1 個のトランスを使用した 2 つのハーフブリッジがあります。

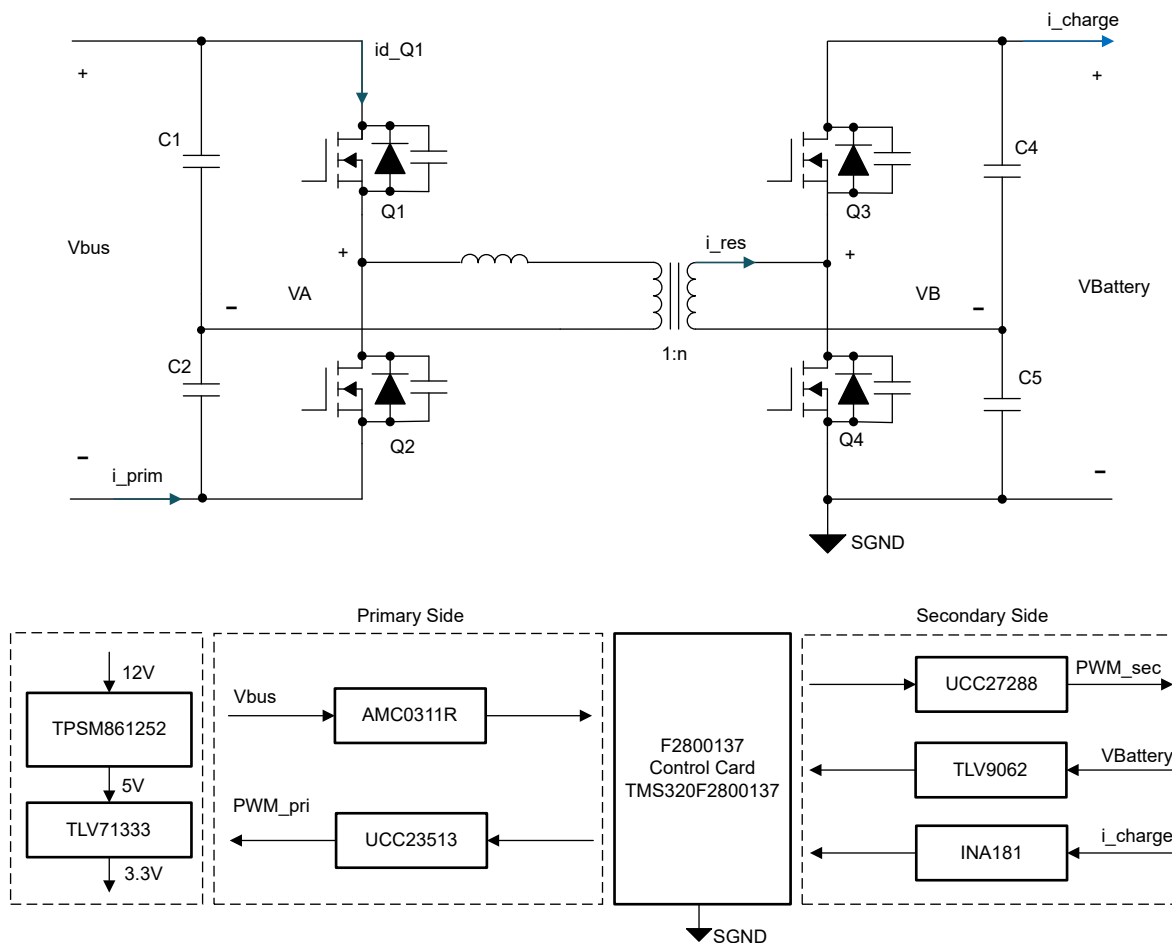


図 2-1. TIDA-010966 のブロック図

2.2 設計上の考慮事項

以下のセクションでは、デュアル ブリッジ直列共振 DC/DC コンバータの概要について説明します。

2.2.1 はじめに

デュアルブリッジ直列共振 DC/DC コンバータ (DBSRC) は、バッテリーとバス間のインターフェイスや、ESS 内のバッテリーとバッテリー間のインターフェイスなど、双方向の電力フローが必要なアプリケーションに最適です。DBSRC の主な特長として、対称構造、ソフト スwitchング、昇圧または降圧動作が挙げられます。また、異常動作時に共振コンデンサが DC 電流をフィルタリングし、障害電流を制限することができます。

高電力密度および高効率のアプリケーションでは、高効率を実現するために、すべてのアクティブ パワー デバイスのソフト スwitchングが必須です。ハード スwitchングの場合、スウィッチング損失が増大するためです。さらに、ソフト スwitchングは電圧変化率 (dv/dt) を抑制することで電磁干渉を低減し、パワー トランジスタの高電圧リンギングを防止するコンバータの信頼性を高めます。

I/O 電圧が変動したり負荷範囲が広い場合、DBSRC のソフト スwitchングの実装は特に困難です。従来の定周波數位相シフト変調 (PSM) では、最適化された設計方法が採用されていても、DBSRC では軽負荷から中間負荷まで厳しいハード スwitchングが発生することが知られています。この問題を克服するために、ソフト スwitchング動作範囲を拡張するために、ハードウェア ベースまたはソフトウェア ベースの高度な手法が提案されています。ハードウェア ベースの設計では、追加のパッシブ回路またはアクティブ補助回路を追加することで、共振タンクを変更し、拡張されたゼロ電圧スウィッチング (ZVS) 整流電流を提供します。これらの設計では、追加の部品とゲートドライブ回路も必要となるため、システム全体のコストが上昇し、複雑さが増す結果になります。

この設計では、全入力範囲と全負荷範囲の ZVS を実現するために、VFM (可変周波数変調) と位相シフト変調 (PSM) を組み合わせることを提案しました。

2.2.2 基本的な動作原理と ZVS 要件

図 2-2 に、デュアル ブリッジ直列共振 DC/DC コンバータのトポロジ回路を示します。Q1 と Q2 は 50% のデューティ サイクルで相補ターンオンし、Q3 と Q4 は同じです。Q1 と Q3 の位相角を変更すると、送信電力が制御されます。これにより、1 次側と 2 次側のブリッジ アームによって測定される電圧が 2 方形波になります。この場合、1 次側は $\pm 1/2V_{bus}$ 、2 次側は $\pm 1/2V_{Battery}$ です (トランス比を考慮しないで)。

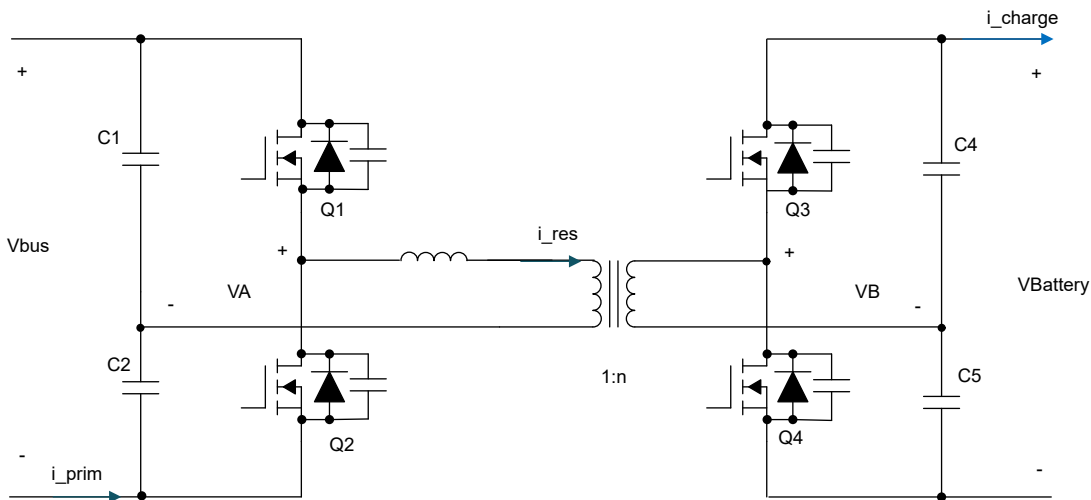


図 2-2. デュアル ブリッジ直列共振 DC/DC コンバータのトポロジ回路

図 2-3 は、1 次側アームの電圧 VA が 2 次側アームの電圧 VB よりも先にあり、電力が 1 次側から 2 次側に伝送される等価回路図を示しています。図 2-4 に示すのは、その逆で VA が VB より遅れているため、2 次側から 1 次側に電力が伝送されます。

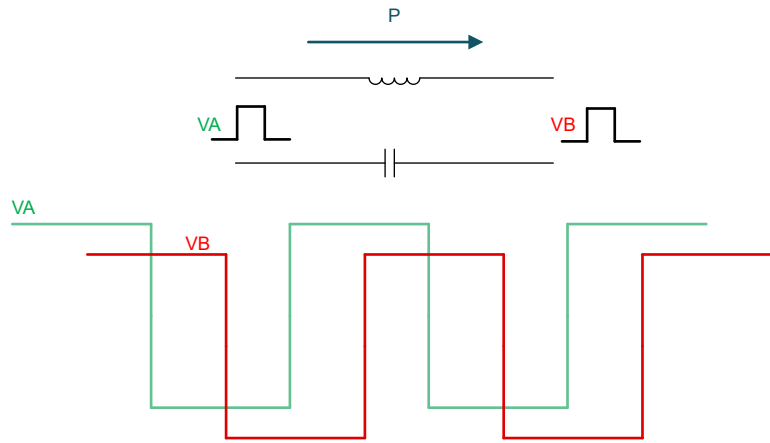


図 2-3. 等価回路図

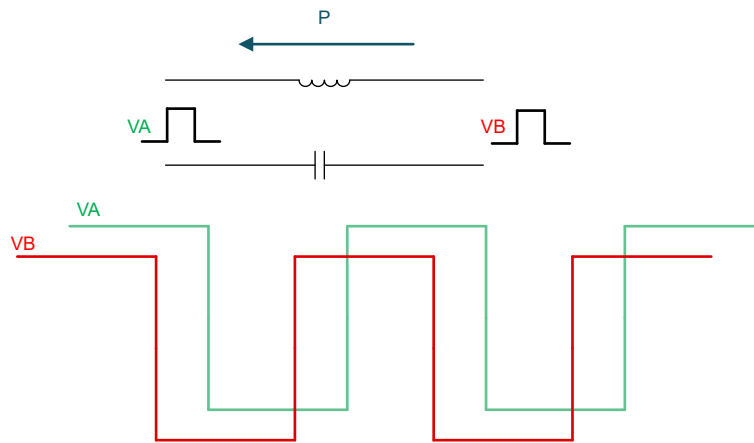


図 2-4. 2 次側から 1 次側への電源

図 2-5 に、DBSRC、1 次側ブリッジ電圧 V_A 、2 次側ブリッジ電圧 V_B 、共振電流 i_{res} の関連波形を示します。図に示すように、Q1 がオンのとき、 V_A は正です。図 2-5 では、 t_0 は Q2 がオフになった瞬間です。また、Q1 が ZVS を実現する場合、図 2-6 に示すように、Q1 の接合部コンデンサのエネルギーを引き出し、Q1 のボディダイオードを電流が流れる必要があります。つまり、時間 t_0 の電流は負にする必要があるということです。

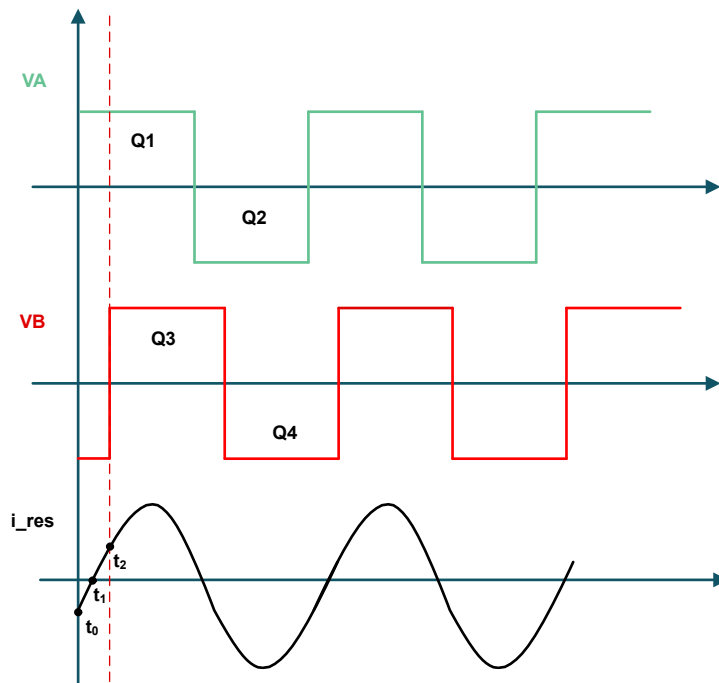


図 2-5. ブリッジ波形

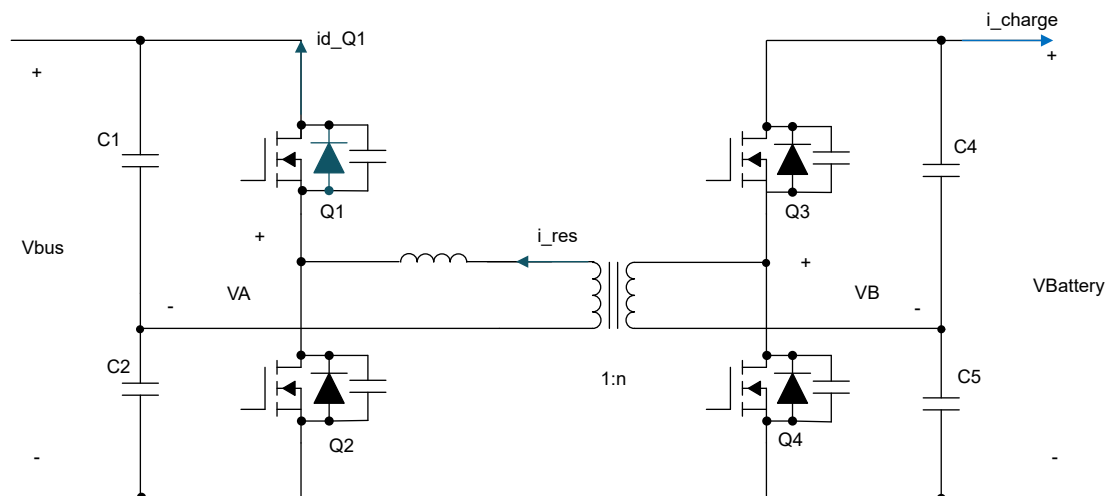


図 2-6. Q1 を流れる電流

同様に、2 次側スイッチ Q3 のゼロ電圧開放を実現するには、 t_2 の電流が正になる必要があります。

2.3 主な使用製品

このセクションでは、ゲートドライバ、F2800137 コントローラ、電流および電圧センシング用のアンプ、電圧リファレンスなど、このデザインの重要なコンポーネントに重点を置いて説明します。

2.3.1 UCC27288

UCC27288 は堅牢な N チャネル MOSFET ドライバで、最大スイッチ ノード電圧定格は 100V です。このデバイスを使うと、ハーフブリッジまたは同期整流降圧構成に基づくトポロジで、2 つの N チャネル MOSFET を制御できます。

UCC27288 はピーク ソースおよびシンク電流が 3A であり、プルアップおよびプルダウン抵抗も小さいため、MOSFET のミラー プラトー遷移中のスイッチング損失を最小限に抑えて大電力 MOSFET を駆動できます。各入力電圧と無関係であるため、UCC27288 はアナログ コントローラともデジタル コントローラとも組み合わせ使用できます。2 つの入力はお互いに完全に独立しているため、制御設計のフレキシビリティが向上します。

入力ピンと HS ピンは、大きい負の電圧に耐えられるため、システムの堅牢性が強化されます。各入力はお互いに完全に独立しています。これにより、必要に応じて、入力を重複させることで、2 つの出力を重複させることができる場合に、制御のフレキシビリティが実現します。伝搬遅延が短く、遅延マッチング仕様によりデッドタイムの要件が最小化されるため、システム効率が向上します。

ハイサイドとローサイド両方のドライバ段に低電圧誤動作防止 (UVLO) 機能があり、VDD 電圧が指定のスレッシュホールドを下回ると、出力が強制的に LOW になります。ブートストラップ ダイオードが内蔵されていないため、設計者は、アプリケーションに適切な外部ブートストラップ ダイオードを使用できます。UCC27288 は、SOIC8 パッケージで提供されており、過酷な環境におけるシステムの堅牢性を向上させます。

2.3.2 UCC23513

UCC23513 ドライバは、IGBT、MOSFET、SiC MOSFET 用の、フォトカプラ互換、シングル チャネル絶縁型ゲートドライバです。ソース 4.5A、シンク 5.3A のピーク電流を出力でき、5.7kV_{RMS} の強化絶縁定格を持っています。電源電圧範囲が 33V と高いため、バイポーラ電源を使用して IGBT および SiC パワー FET を効果的に駆動できます。UCC23513 は、ローサイドおよびハイサイド パワー FET のどちらも駆動できます。主な機能と特性は、標準的なオプトカプラベースのゲートドライバに比べて性能と信頼性を大幅に向上させると同時に、回路設計とレイアウト設計の両方でピン互換性を維持しています。特に、高い同相過渡耐性 (CMTI)、低伝搬遅延、小さなパルス幅歪みは、性能の大きな特長です。厳密なプロセス制御により、部品間スキューも小さくなっています。入力段はダイオード エミュレーション (e-diode) であり、従来の 発光ダイオード (LED) に比べて、長期的な信頼性と優れた経時特性を実現します。本デバイスは、沿面距離と空間距離がどちらも 8.5mm を超え、材料グループ I (比較トラッキング指数 (CTI) > 600V) のモールド コンパウンドを使用した、ストレッチ SO6 パッケージで供給されます。UCC23513 は高性能で信頼性が高いため、あらゆる種類のモータ駆動、ソーラー インバータ、産業用電源、電化製品に最適です。高い温度で動作するため、従来のフォトカプラでは対応できなかったアプリケーションで活用する機会が広がります。

2.3.3 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 インストルメンツの 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 静的ランダム アクセス メモリ (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 120MHz の信号処理性能を発揮します。C28x CPU は、三角関数演算演算ユニット (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) ユニットの密結合されています。

14 の PWM チャネルにより、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 チャネルから 40μs 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、効率的な最大電力点追従 (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。コンパレータ 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、プログラマブル ロジック コントローラ (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。

2.3.4 TLV9062

TLV9061 (シングル)、TLV9062 (デュアル)、TLV9064 (クワッド) デバイスは、レール ツー レールの入力および出力スイング機能を備えたシングル/デュアル/クワッド低電圧 (1.8V ~ 5.5V) オペアンプ (op amps) です。

これらのデバイスは、低電圧での動作、小さな占有面積、大きな容量性負荷の駆動が必要なアプリケーション向けの、コスト効率の優れた選択肢です。

TLV906x の容量性負荷駆動能力は 100pF ですが、開ループ出力インピーダンスは抵抗性なので、大きい容量性の負荷でも簡単に安定できます。これらのオペアンプは低電圧 (1.8V ~ 5.5V) で動作し、OPAx316 および TLVx316 デバイスと同様の性能仕様を満たすよう、特別に設計されています。

TLV906xS デバイスにはシャットダウン モードが備わっており、標準消費電流 1μA 未満で、アンプをスタンバイ モードに切り替えることができます。

TLV906xS ファミリーはユニティ ゲイン安定で、RFI および EMI 除去フィルタが内蔵され、オーバードライブ状態で位相反転が発生しないため、システムの設計を簡素化するため役立ちます。

すべてのチャネル バリエーション (シングル、デュアル、クワッド) が、X2SON や X2QFN などのマイクロサイズ パッケージと、SOIC、MSOP、SOT-23、TSSOP などの業界標準パッケージで供給されます。

2.3.5 INA181

INA181、INA2181、INA4181 (INAx181) 電流センス アンプは、コスト最適化されたアプリケーション用に設計されています。これらのデバイスは、双方向の電流センス アンプ (電流シャント モニタとも呼ばれます) のファミリーに属し、電源電圧にかかわらず、-0.2V ~ +26V の同相電圧において、電流センス抵抗の両端の電圧降下を検出できます。INAx181 ファミリーは、整合抵抗ゲイン回路を、4 つの固定ゲイン デバイス オプション (20V/V、50V/V、100V/V、または 200V/V) に統合しています。この整合ゲイン抵抗回路により、ゲイン誤差が最小限に抑えられ、温度ドリフトが低減されます。

これらのデバイスは、単一の 2.7V ~ 5.5V 電源で動作します。シングル チャネルの INA181 は最大消費電流が 260μA、デュアル チャネルの INA2181 は 500μA、クワッド チャネルの INA4181 は 900μA です。

INA181 は 6 ピンの SOT-23 および SC70 パッケージで供給されます。INA2181 は、10 ピンの VSSOP 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°C ~ +125°C で動作が規定されています。

2.3.6 TPSM861252

TPSM86125x はシンプルで使いやすい、高効率、高電力密度の同期整流降圧モジュールで、入力電圧範囲は 3V ~ 17V で、最大 1A の連続電流に対応しています。

TPSM86125x は、過渡応答を高速化するため、かつ外部補償を行わなくても低 ESR 出力コンデンサが使えるように、D-CAP3™ 制御モードを採用しています。このデバイスは、最大 95% のデューティ サイクルでの動作をサポートできます。

TPSM861252 は Eco モードで動作することで、軽負荷時も高い効率を維持します。TPSM861257 は 強制連続導通モード (FCCM) モードで動作することで、すべての負荷条件で同じ周波数と小さい出力リップルを維持します。

TPSM861253 は FCCM モードの 3.3V 固定出力電圧部品です。また、分圧抵抗とフィードフォワード コンデンサもモジ

ジュール内部に統合されています。TPSM86125x は、OVP、OCP、UVLO、OTP、UVP (ヒカップ機能付き) による完全な保護機能を備えています。

このデバイスは、QFN パッケージで供給されます。接合部温度の仕様は -40°C ~ 125°C です。

2.3.7 AMC0311R

AMC0x11R-Q1 は、 $\pm 2.25\text{V}$ 、高インピーダンス入力と差動出力を備えた高精度、電氣的絶縁型アンプです。高インピーダンス入力は、高インピーダンスの抵抗分圧器や出力抵抗の高い他の電圧信号源と接続するよう最適化されています。

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ます。絶縁バリアは磁気干渉に対して非常に耐性があります。この絶縁バリアは、最大 5kV_{RMS} (DWV パッケージ) の強化絶縁と、最大 3kV_{RMS} (D パッケージ) (60s) の基本絶縁を実現することが認定されています。

AMC0x11R-Q1 は、入力電圧に比例するシングルエンド信号を出力します。フルスケール出力は、REFIN ピンに印加される電圧によって設定されます。AMC0x11R-Q1 の出力は、ADC の入力に直接接続するように設計されています。ADC の動的入力電圧範囲と一致させるには、REFIN を ADC と同じ基準電圧に接続します。

AMC0x11R-Q1 デバイスは、8 ピンのワイド ボディおよびナロー ボディ SOIC パッケージで供給され、 -40°C から 125°C までの温度範囲で完全に動作が規定されています。

3 システム設計理論

3.1 設計理論

3.1.1 共振タンク設計

DBSRC 共振タンクの設計は、共振コンバータの最も重要な部分の 1 つです。共振器を設計するとき最初に考慮すべきことは、共振周波数の設計です。これによって、スイッチング周波数の近似範囲が決定されます。

スイッチング周波数は受動部品の体積の一つでは影響を与え、別の観点からはシステムのスイッチング損失になるため、共振周波数 f_r は、これら 2 つの要因を考慮して 80kHz を選択します。

共振器電流の実効値については、異なる共振周波数、および共振インダクタと共振コンデンサのさまざまな組み合わせは、特定の負荷における共振器電流の実効値に影響を与えません。これについては、以下のセクションで分析されます。

共振コンデンサが小さいほど、コンデンサにかかる電圧は高くなります。コンデンサのコストが増加し、その後包括的な検討を行った後、共振インダクタンス 2.1μH を選択し、共振容量は 1600nF です。図 3-1 のトポロジ回路図では、式 1 に示すように、共振容量 (C_r) は 1 次側 C_1 、 C_2 および 2 次側 C_3 および C_4 で構成されます。

$$C_r = \frac{1}{\frac{1}{C_1 + C_2} + \frac{1}{n^2 \times (C_3 + C_4)}} \quad (1)$$

ここで、

- $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1000\text{nF}$
- N はトランスの比 = 2 です

この時点で、コンデンサのピークツーピーク電圧は 100V 未満です。

3.1.2 Full-Range ZVS 実現

このセクションでは、この DBSRC の下で、ZVS のフルレンジを実現する方法について説明します。関連するコンテンツは現在、米国特許に申請されています。

図 3-1 および 図 3-2 に、個別のトポロジの回路図と波形を示します。図 3-2 で、 θ は Q1 と Q3 の間の位相角です。前のセクションの分析によると、1 次側と 2 次側の 4 つのスイッチのゼロ電圧を開くには、 t_1 を $0, \theta$ の範囲内にする必要があります。

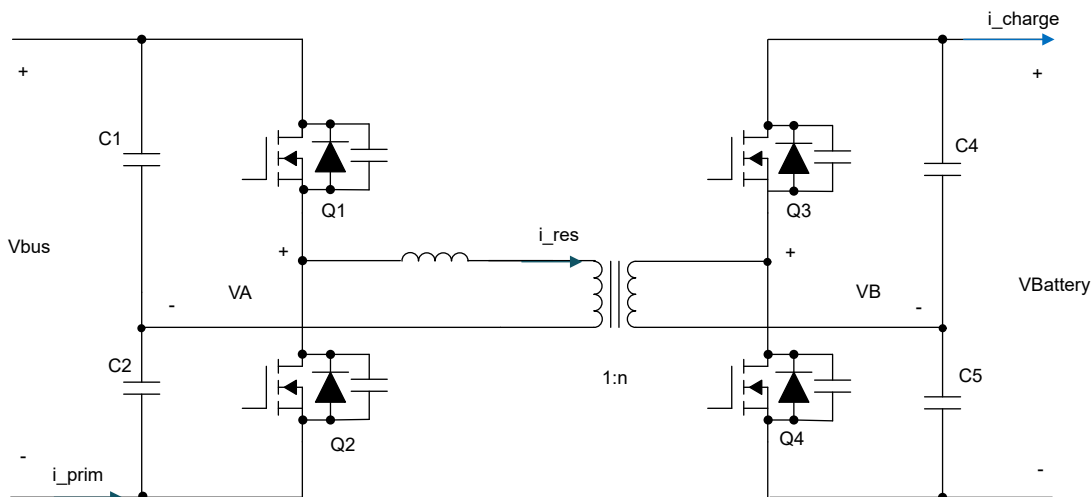


図 3-1. トポロジ回路図

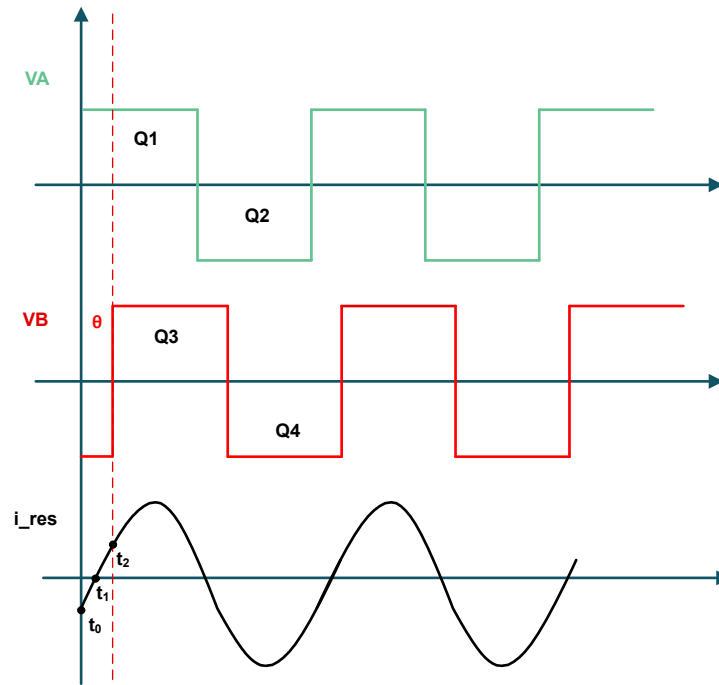


図 3-2. トポロジ波形

従来型の単一位相シフト (SPS) 制御は、単一の自由度制御であるため、電力伝送を制御するために θ を使用することが多く、ソフトスイッチングの実装条件を全範囲で満たすのは困難です。このこれに基づいて、この設計では別の自由度であるスイッチング周波数を導入し、ソフトスイッチングの全範囲を実現します。これらの分析は、このトピックの残りの部分で詳細に説明します。

図 3-2 に、ブリッジ電圧 V_A 、 V_B 、共振電流 i_{res} を示します。このデバイスは基本高調波分析 (FHA) 手法を使用して分析されます。つまり、 V_A と V_B の基本波のみが分析および正規化されています。正規化後、 V_A と V_B の式はそれぞれ次のようになります。

$$v_{A_pu}(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$v_{B_pu}(t) = \frac{4M}{\pi} \sin(\omega t - \theta) \quad (3)$$

ここで、

- $M = V_{Battery}/nV_{bus}$ = 電圧ゲイン
- 共振電流 = 式 4

$$i_{res_pu}(t) = \frac{v_{A_pu}(t) - v_{B_pu}(t)}{X_{res}} \quad (4)$$

ここで、 X_{res} は共振ネットワークの合計インピーダンスを表します。共振タンクは、直列共振インダクタ L_r と共振コンデンサ C_r で構成されます。電流ループは、ゼロ電圧スイッチング用の誘導性タンクを維持するために、共振周波数 ($f_s > f_r$) より上でシステムを動作させるため、任意のスイッチング周波数における正味の基本誘導性リアクタンス X_{res} は、次のように定義されます。

$$X_{res} = \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} > 0 \quad (5)$$

フェーザ解析 $v_{A_pu}(t)$ を基準フェーザとすると、共振タンクを駆動する正味の電圧フェーザは となります $\dot{V}_A - \dot{V}_B$ 。システムの式 $\dot{I}_{res} = (\dot{V}_A - \dot{V}_B) / jX_{res}$ を解くと、時間ドメインの厳格な基本共振電流 $i_{res}(t)$ 減少時:

$$i_{\text{res}}(t) = \frac{2V_{\text{bus}}}{\pi \cdot X_{\text{res}}} \cdot [M \cdot \sin\theta \cdot \cos(\omega t) + (1 - M \cdot \cos\theta) \cdot \sin(\omega t)] \quad (6)$$

インダクタ電流がゼロ交差する正確な瞬間 $i_{\text{res}}(t) = 0$ を算出するために、時間ドメインの電流方程式の内括弧をゼロに設定します。

$$M \cdot \sin\theta \cdot \cos(\omega t_{\text{zero}}) = -(1 - M \cdot \cos\theta) \cdot \sin(\omega t_{\text{zero}}) \quad (7)$$

両辺を で分割すると $\cos(\omega t_{\text{zero}})$ が正接関係を作成します。

$$\tan(\omega t_{\text{zero}}) = \frac{-M \sin\theta}{1 - M \cos\theta} \quad (8)$$

したがって、半周期の間に基本電流がゼロと交差する際の、正確な電気角は次のようになります。

$$\omega t_{\text{zero}} = \arctan\left(\frac{-M \sin\theta}{1 - M \cos\theta}\right) \quad (9)$$

スイッチング電流の振幅が対称型であるようにし、 $M \neq 1$ の場合に高い循環無効電流が発生しないようにします。理想的な物理ターゲットは、このゼロ交差ポイントを 1 次側 ターンオン インスタンス t_0 ($\omega t_0 = 0$)、および 2 次側ターンオン インスタンス の中間点に正確に配置することです t_2 ($\omega t_2 = \theta$) :

$$\omega t_{\text{zero}} = \frac{0 + \theta}{2} = \frac{\theta}{2} \quad (10)$$

このターゲットを接線関係に置き換えます。

$$\frac{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} = \frac{1 - M + 2M \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}{2M \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} \Rightarrow 0 = 1 - M \Rightarrow M = 1 \quad (11)$$

この数学的証明は、ハーフブリッジ SPS アーキテクチャの重要なハードウェア制約を明らかにします。つまり、**現在のゼロと交差するポイントを正確に中間点に強制することは数学的に不可能です ($\theta/2$) : 次の場合 $M \neq 1$)**。ハーフブリッジでは、内部位相シフト角度を電圧振幅に一致させることはできないため、電流波形には自然にスキューが生じます。システムを絶対 ZVS 境界に強制的に維持すると、一方の側に大きな無効電流ストレスが発生します。そのため、動的トラッキング機能を確立する必要があります。

この競合を解決するために、動的トラッキング係数を導入します $\lambda(M)$ により、に対するゼロと交差する位置が決まります θ リアルタイム電圧ゲイン M の関数として、を使用します。

$$\omega_s t_{\text{zero}} = \lambda(M) \cdot \theta \quad (12)$$

$$\text{ここで、} \lambda(M) = \frac{1}{1+M}$$

- **$M = 1$** のとき、 $\lambda(1) = 0.5$ では、ゼロと交差するポイントを強制的に中間点にします ($\omega_s t_{\text{zero}} = 0.5\theta$) が必須です。
- **$M > 1$** (昇圧モード) のとき、 $\lambda < 0.5$ 、ゼロ交差は滑らかに に向かってシフトします t_0 、過剰な 2 次側ピーク電流をクランプ ダウンすると同時に 1 次側 ZVS を保護することが重要です。
- **$M < 1$** (降圧モード) のとき、 $\lambda > 0.5$ 、ゼロ交差は滑らかに に向かってシフトします t_2 、1 次側電流スパイクを防止すると同時に、2 次側 ZVS の保護を実現します。

$\lambda(M)$ をゼロ交差式に置き換えると、次を得られます。

$$\tan\left(\frac{1}{1+M}\theta\right) = \frac{1 - M \cos\theta}{M \sin\theta} \quad (13)$$

この式は超越方程式であるため、を解析的に解くことはできません θ)。

最小限の計算レイテンシでマイコン (TI の C2000 F28P55 など) 上でこの機能を実行するには、厳密な数学的境界に対して、多点最小二乗誤差最小化フィッティングを行います ($\theta_{\text{strict}} = \arccos[\min(M, 1/M)]$) が動作範囲内にあります。 $M \in [0.5, 2.0]$ 。

最適化された軌道トラッキング位相シフト角度は、1 次側の絶対誤差エンベロップ多項式によって、次のように正確に一般化できます。

$$\theta_{\text{track}} = \arccos\left[\min\left(M, \frac{1}{M}\right)\right] \cdot (1 - 0.25 \cdot |M - 1|) \quad (14)$$

スイッチのデッド タイムと C_{oss} のマージンを考慮すると、

$$\theta_{\text{track}} = \arccos\left[0.8 \cdot \min\left(M, \frac{1}{M}\right)\right] \cdot (1 - 0.25 \cdot |M - 1|) \quad (15)$$

3.1.3 全制御アルゴリズム

前のセクションでは、すべてのスイッチで ZVS を実現するため、 $\theta = \arccos\left[0.8 \cdot \min\left(M, \frac{1}{M}\right)\right] \cdot (1 - 0.25 \cdot |M - 1|)$ としました。ただし、このトポロジでは、効率を最適化するためのソフトスイッチングを実現するだけでなく、充電電流および放電電流、つまり電力も制御する必要があります。これは、従来の単一位相シフト、単一自由度制御の制限を反映しており、位相シフト角度が固定されている場合に電流を制御できないものです。

この設計では、位相シフト角度を ZVS 制約として採用すると、制御可能な第 2 の自由度、スイッチング周波数を実現できます。つまり、スイッチング周波数を電流閉ループに導入して、充電電流と放電電流を制御できます。図 3-3 に、全体の制御ブロック図を示します。

2 つの自由度は個別に計算されます。1 つ目は位相シフト角 θ で、入力電圧と出力電圧をセンシングして電圧ゲイン M を算出します。位相シフト角は、上記で導出した式により算出され、ZVS を実現するために使用されます。

次に、スイッチング周波数 f_s 、 f_s を使用して、電流ループによって生成される伝送電力を制御します。充放電電流を検出した後、電流リファレンス値との差を加えて誤差信号を生成し、その後、PI リンク経由で PI 出力を使用してスイッチング周波数 f_s を計算します。これにより、電力を制御します。

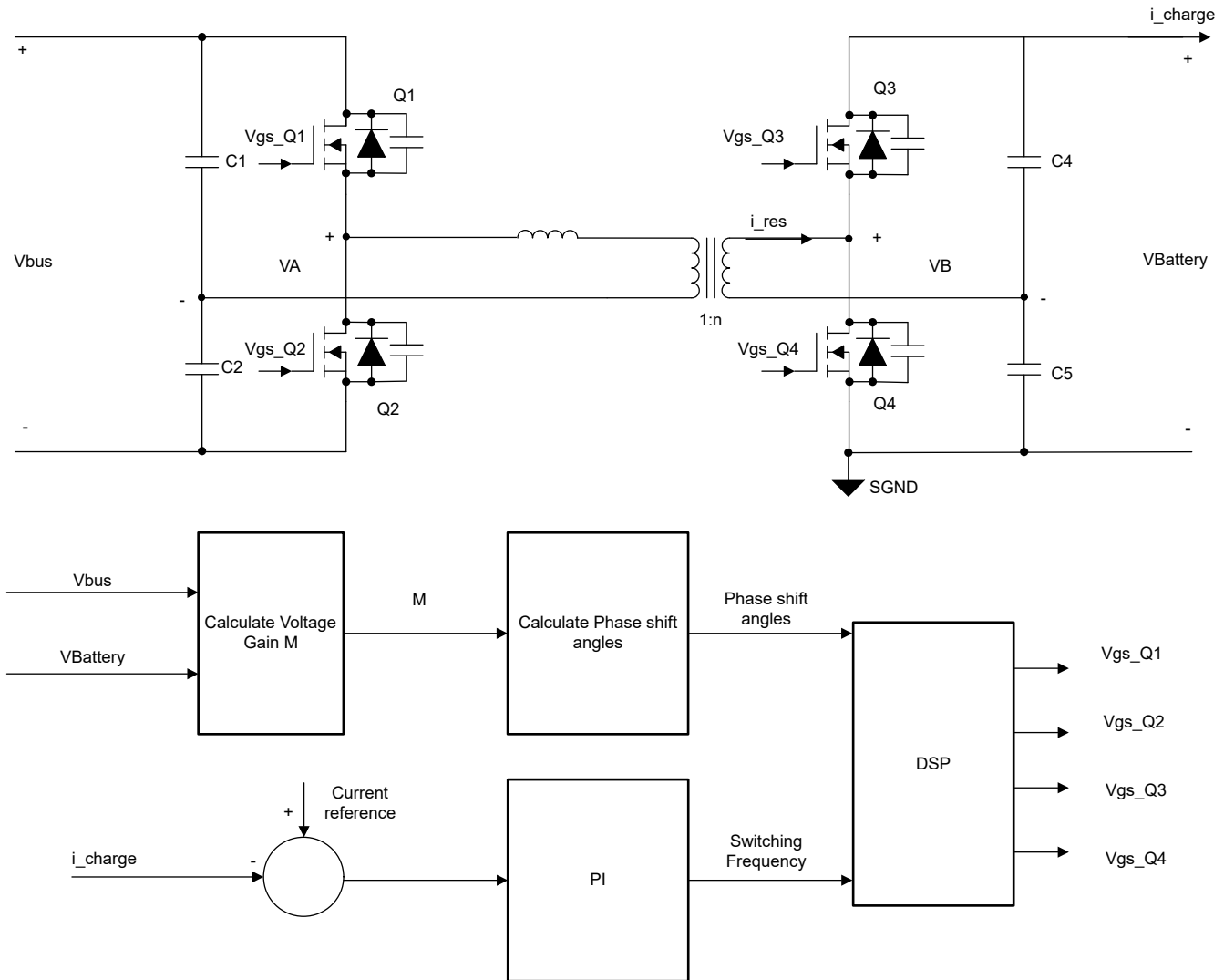


図 3-3. 全体制御ブロック図

3.1.4 共振タンク RMS 電流解析

セクション 3.1.3 に示すように、共振器の設計は共振器電流の RMS 値に影響を与えません。このセクションでは、共振器電流を慎重に分析します。

共振電流の正規化された式 $i_{res_pu}(t)$ を式 4 で求められるため、共振電流 $i_{res_rms_pu}(t)$ の実効値の式は、式 16 に基づいて計算できます。

$$i_{res_rms_pu}(t) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [i_{res_pu}(t)]^2 d\omega t} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi X_{res}} \sqrt{M^2 - 2M \cos\theta + 1} \quad (16)$$

この式から、共振タンクの電流 RMS 値が共振インピーダンス X_{res} 、位相シフト角度 θ 、電圧ゲイン M に関係しており、共振インピーダンス X_{res} はスイッチング周波数と共振設計に関係していることがわかります。このとき、共振タンクの実効電流値はさまざまな要因に関連しており、これまでに提供した分析とは矛盾しているようです。

コンバータの平均出力電力 P_{o_pu} および出力電流 i_{o_pu} は、1 次側または 2 次側のブリッジ電圧 (すなわち、 $v_{A_pu}(t)$ または $v_{B_pu}(t)$) およびタンク電流 $i_{res_pu}(t)$ を使用して計算できます。

$$P_{o_pu}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{A_pu}(t) i_{res_pu}(t) d\omega t = \frac{8M}{\pi^2 X_{res}} \sin\theta \quad (17)$$

$$I_{o_pu}(t) = \frac{8}{\pi^2 X_{res}} \sin \theta \quad (18)$$

共振タンクインピーダンス X_{res} は、出力電流 I_{o_pu} の式 式 19 から求めることができます。

$$X_{res} = \frac{8}{\pi^2 I_{o_pu}(t)} \sin \theta \quad (19)$$

これを共振電流 $I_{res_rms_pu}(t)$ の実効値とし、式 20 を求めることができます。

$$I_{res_rms_pu}(t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi X_{res}} \sqrt{M^2 - 2M \cos \theta + 1} = \frac{\pi I_{o_pu}(t)}{2\sqrt{2} \sin \theta} \sqrt{M^2 - 2M \cos \theta + 1} \quad (20)$$

最新の式は、共振タンク $I_{res_rms_pu}(t)$ の実効電流値が、この時点での出力電流 I_{o_pu} 、電圧ゲイン M 、位相シフト角度 θ にのみ関連することを示しています。位相シフト角度 θ は決定される、このときの RMS 電流の値は、入力と出力の電圧と出力電流のみに関係しています。これは、特定の入力と出力で、電力レベルが決定され、電流 RMS の値も決定されることがわかります。

3.2 ハードウェア設計理論

このセクションでは、ハードウェア関連の選択と回路図、入力および出力コンデンサの設計などについて説明します。

3.2.1 共振コンデンサ

共振コンデンサは、高いスイッチング周波数で動作する必要があります。従来の共振コンデンサでは、高周波特性、耐電圧特性、優れた信頼性を理由として、通常フィルム コンデンサを使用しています。

積層セラミック コンデンサ (MLCC) も共振コンデンサとして使用できますが、MLCC を使用する利点は、サイズが小さく、損失が比較的小さいことです。MLCC は信頼性が低く、損傷しやすいことです。また、MLCC はフィルム コンデンサよりも高価です。

このデザインでは、高効率と高い電力密度の要件として MLCC を使用しています。

3.2.2 電力段

図 3-4 に、双方向絶縁型デュアルブリッジ直列共振 DC/DC コンバータの電力段を示します。1 次側は 80V、4.1mΩ、N チャネル NexFET™ パワー MOSFET である CSD19502Q5B で構成されており、24V の DC 電圧をブロックします。2 次側は 100V、14.5mΩ、N チャネル NexFET™ パワー MOSFET である CSD19537Q3 で構成されており、60V の DC 電圧をブロックします。ハーフブリッジを形成するために、1 次側と 2 次側のそれぞれに 2 個のスイッチがあり、もう 1 組のブリッジ アームは共振コンデンサで構成されています。

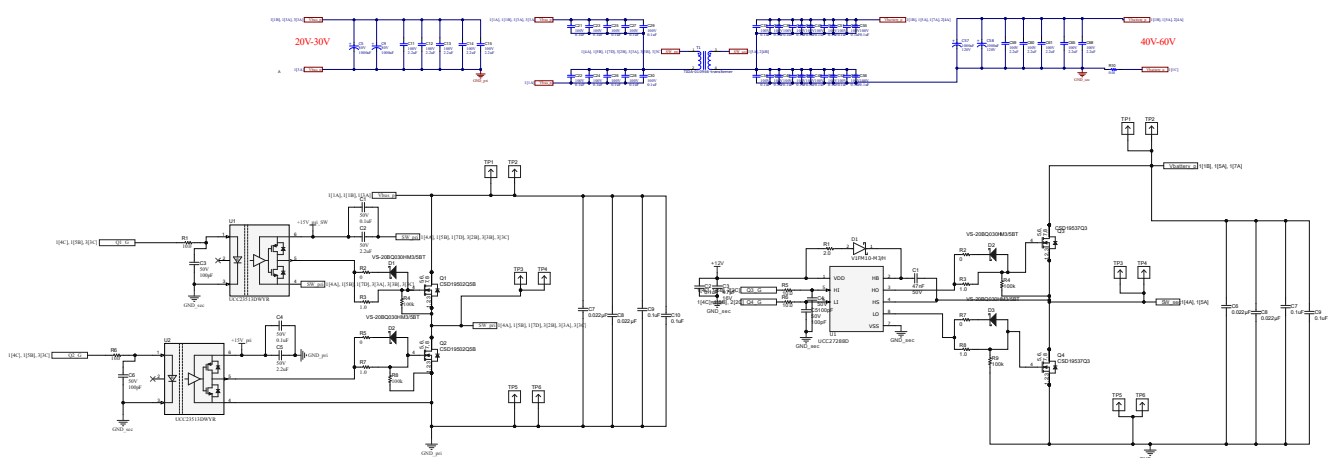


図 3-4. 双方向絶縁型デュアルブリッジ直列共振 DC/DC コンバータの電力段

フルブリッジは、漏れインダクタンス (T1) が内蔵された高周波トランスに接続されています。

3.2.3 電圧検出

この設計では、逆方向モードで一定電圧ループを実行するために、入力電圧を検出する必要があります。1 次側 DC 電圧を検出する必要があります。

図 3-5 に、1 次側電圧センシング回路を示します。検出される最大 1 次側バス電圧は 30V で、MCU は 2 次側に配置されます。したがって、1 次側 DC 電圧を検出するために AMC0311R を選択します。

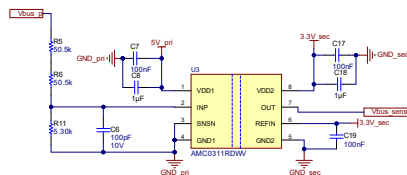


図 3-5. 1 次側電圧センシング回路

図 3-6 に、2 次側電圧センシング回路を示します。検出する最大 2 次側入力電圧は 60V であり、抵抗分圧回路によって 2.07V にスケールダウンされています。これは、TLV9062 の 3.3V 入力に適合しています。

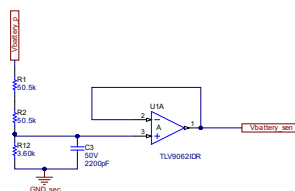


図 3-6. 2 次側電圧センシング回路

3.2.4 電流検出

設計を順方向モードと逆方向モードのどちらで動作させても、この設計は入力電流をセンスし、定電流ループを実行する必要があります。1 次側電流を検出する必要があります。システムは両方向で動作する必要があるため、入力電流の方向には 2 つの方向があります。

図 3-7 に、1 次側電流センシング回路を示します。INA181 は双方向電流を検知するために使用されます。ローサイドに配置された 1mΩ サンプリング抵抗を選択します (電流は 20A 未満)。これは、同相電圧の制限が -0.2V ~ 26V であることを意味します。

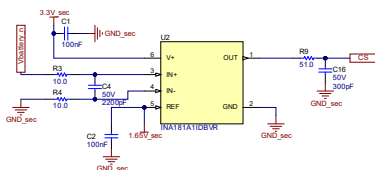


図 3-7. 1 次側電流センシング回路

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 デザインには、以下のハードウェアが必要です。

- TIDA-010966 電源ボード 1 枚
- TMDSCNCD2800137 制御カード 1 枚
- USB Type-C® ケーブル
- 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。

- 必要な電流で 0V ~ 100V の電圧を供給できる DC 電源
- CV (定電圧) と CC (定電流) の各モードをサポートできる電子負荷
- 電力アナライザ
- 補助電源
- オシロスコープ
- 絶縁された電圧プローブおよび電流プローブ

4.2 ソフトウェア要件

4.2.1 シミュレーション

このリファレンス デザインの評価をサポートするため、[TIDA-010966](#) ツール フォルダに PLECS シミュレーション デッキが用意されています。このシミュレーションは、2-D 制御方法の評価に使用できます。シミュレーションは PLECS スタンドアロンで利用できます。

4.3 テスト設定

このリファレンス デザインの効率をテストするために、[図 4-1](#) に示す機器を使用します。

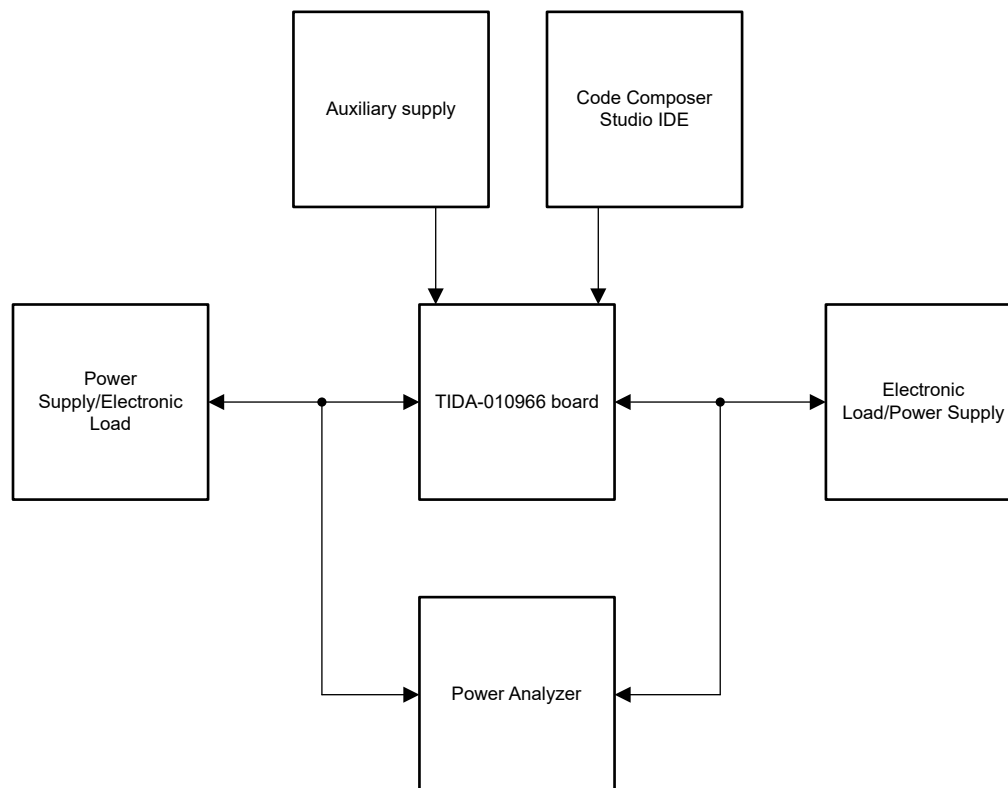


図 4-1. テスト設定

- 双方向コンバータであり、入力と出力の両方を電力供給源と負荷に接続する必要があります。電圧源と負荷は 300W (24V | 40V ~ 60V) をサポートする必要があります。
- 12V、1A で 1 つのチャネル、および 15V、1A で 2 つのチャネルを供給する補助電源
- TMDSCNCD2800137 制御カード 1 枚
- 電力アナライザ
- 電圧および電流を測定する絶縁プローブを搭載したオシロスコープ

図 4-2 にボードの画像を表示します。

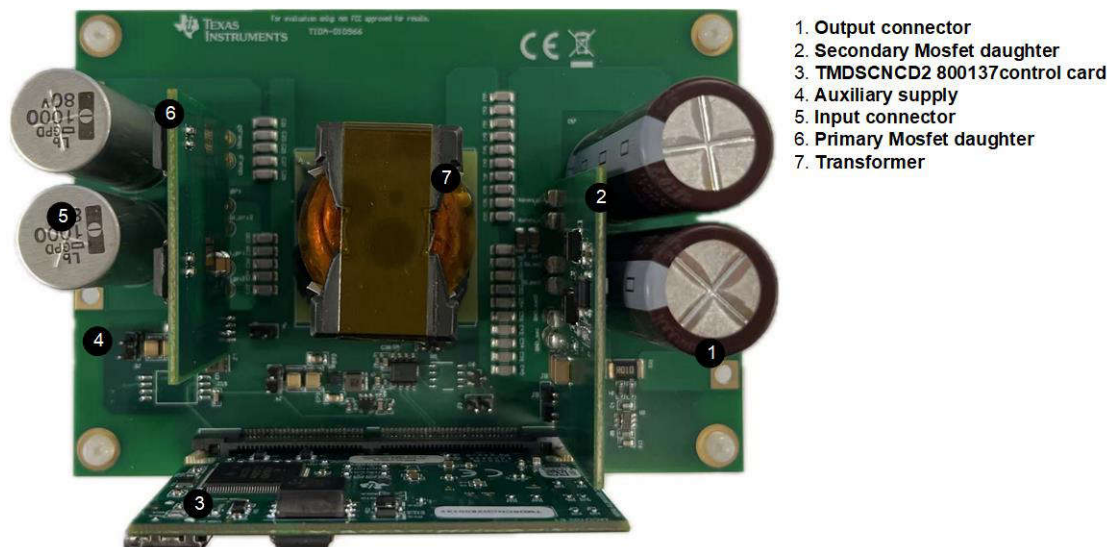


図 4-2. TIDA-010966 ボード

4.4 テスト結果

図 4-3 に SR-DAB の代表的な波形、緑色は一次側ブリッジ電圧 V_A 、青色は共振電流 i_{res} を示します。

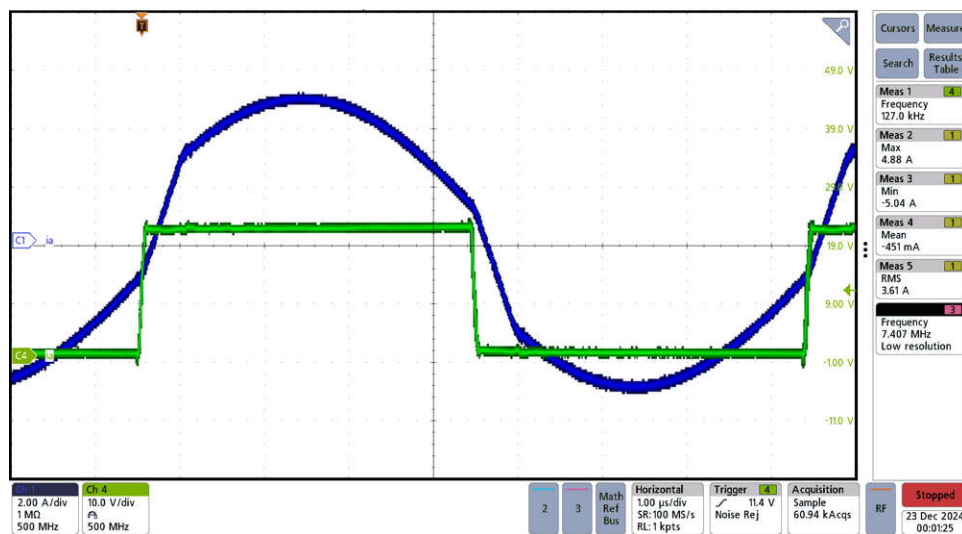


図 4-3. SR-DAB の代表的な波形

図 4-4 および 図 4-5 に、順方向および逆方向の動作モードにおける、さまざまな入力および出力での効率曲線を示します。

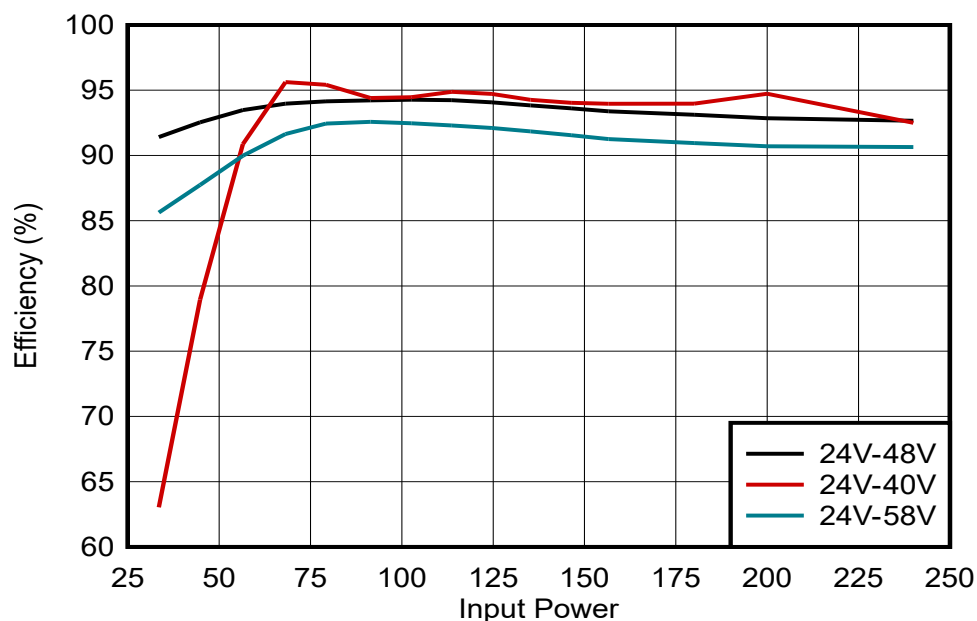


図 4-4. フォワード モードでの効率曲線

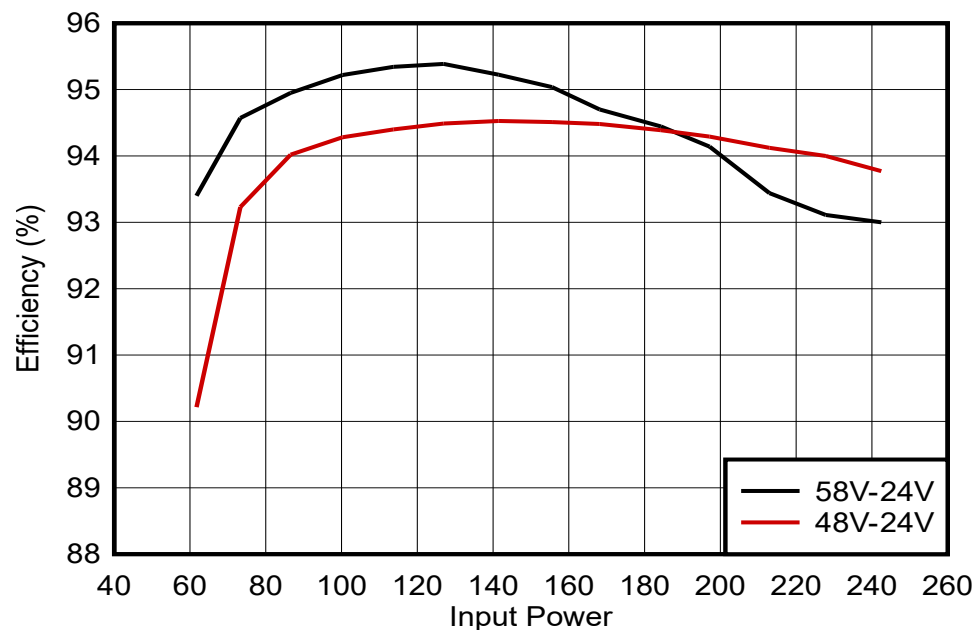


図 4-5. 逆方向モードでの効率曲線

5 設計とドキュメントのサポート

5.1 デザイン ファイル

5.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010966](#) 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-010966](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.1.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

5.1.3.1 レイアウト プリント

レイヤ プロットをダウンロードするには、[TIDA-010966](#) のデザイン ファイルを参照してください。

5.2 ツール

C2000WARE ソフトウェア開発キット (SDK) C2000 MCU 用 C2000Ware。C2000Ware は開発期間を大幅に短縮するソフトウェアと資料を包括的に提供します。特定デバイス向けドライバ、ライブラリ、ペリフェラル サンプルを収録しています。

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、[『UCC27288 3A 120V ハーフブリッジドライバ \(8V UVLO および外部ブートストラップダイオード付き\)』データシート](#)
2. テキサス インスツルメンツ、[UCC23513、4A ソース、5A シンク、5.7kV_{RMS} オプトコンパチブル シングルチャネル絶縁ゲートドライバ データシート](#)
3. テキサス・インスツルメンツ、[『TMS320F280013x リアルタイム マイクロコントローラ データシート』](#)
4. テキサス インスツルメンツ、[『TLV906xS 低コスト システム用の 10MHz、RRIO、CMOS オペアンプ』データシート](#)
5. テキサス インスツルメンツ、[『INAx181 双方向、ローサイドおよびハイサイド電圧出力、電流センス アンプ』データシート](#)
6. テキサス・インスツルメンツ、[『TPSM86125x 3V~17V 入力、1A 同期降圧モジュール \(QFN パッケージ\)』データシート](#)
7. IEEE.org、[『総損失最小化用に設計されたデュアル アクティブ ブリッジ直列共振コンバータの 4 度の自由変調戦略』](#)

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

E2E™, D-CAP3™, 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

WILL TAI は、グリッド インフラのエネルギー ストレージ システムに特化したシステム エンジニアとして、電力変換システム、セル バランス、パック バランスの設計を担当しています。TI 入社前に、南京航空航天大学で電気工学の修士号を取得しました。

7 改訂履歴

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

Changes from Revision * (July 2025) to Revision A (June 2026)	Page
• 制御アルゴリズムを変更.....	19

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含みいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

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

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

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

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月