

Application Note

アクティブ パック バランシング アプリケーションにおいて、ハーフブリッジ **SRDAB** でフルレンジ **ZVS** を実現する方法



Will Tai, Bo Song, Yang Wu

概要

コスト効率の優れたハーフブリッジ構成、固有の双方向電力フロー機能、広い入力から出力への電圧動作機能により、デュアル ハーフブリッジ直列共振 (DBSRC) DC/DC コンバータは、エネルギー ストレージシステム (ESS) 内の直列接続バッテリーパックを対象とするアクティブ パック バランシング (APB) アプリケーションに非常に適したトポロジです。このトポロジ内にある能動電源デバイスにソフトスイッチング制御を実装すると、明確な動作メリットがあります。つまり、スイッチング損失の低減による変換効率の向上、電磁干渉 (EMI) の低減による電圧派生 (dv/dt) の抑制、パワートランジスタの両端での有害な高電圧リングの排除によるコンバータの信頼性の強化です。そのため、このアプリケーションノートでは、可変周波数変調 (VFM) と位相シフト変調 (PSM) の手法について説明しており、動作入力電圧と負荷プロファイル全体にわたって、緩和されないゼロ電圧スイッチング (ZVS) ターンオン機能を実現し、補助的なハードウェアコストを発生させずにこの機能を実現できます。

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 概要

図 1-1 に、DBSRC トポロジの回路図を示します。このトポロジでは、すべての有効パワー デバイスが単一位相シフト制御で変調されます。この変調方式では、同じブリッジレッグ (Q1 など) と (Q2) 内の相補スイッチが 50% のデューティサイクルで動作し、制御された位相シフト時間が 1 次側ブリッジレッグと 2 次側ブリッジレッグ (Q1 と Q3) の間に導入されます。デッドタイムの影響は、このベースライン動作分析では無視されます。

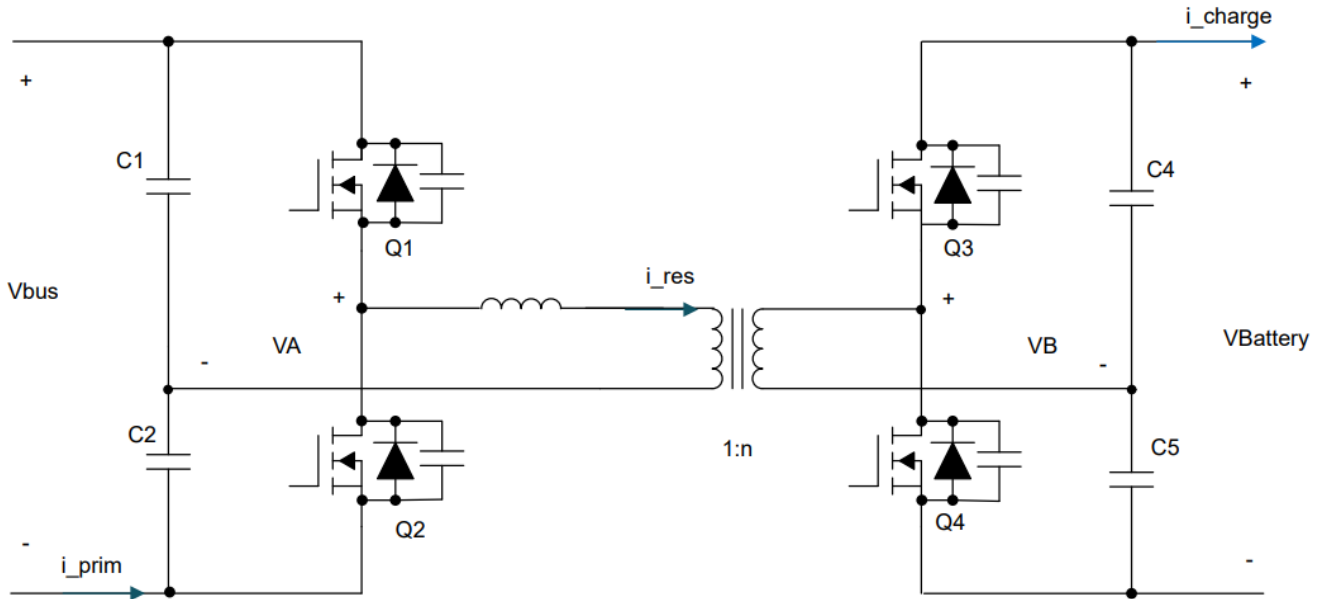


図 1-1. DBSRC トポロジ

アクティブなデバイスでゼロ電圧スイッチング (ZVS) を効果的に実現するには、ターンオン前に十分な負チャネル電流がスイッチを流れる必要があります。それにより、ドレインソース間電圧がゼロに低下するまで、寄生接合部容量に蓄積されているエネルギーが放電されます。図 1-2 に、1 次側と 2 次側のレッグ電圧 VA および VB を含めた DBSRC の動作波形、共振インダクタ電流 i_{res} を示します。Q3 の ZVS プロセスを例として考えます。Q3 の導通の前にスイッチ Q1 と Q4 がオンになります。共振インダクタの両端に正の電圧降下が印加されるため、 i_{res} は負から正の値に遷移します。この接合部で、相補型の 2 次側スイッチがオフになると、2 次側電流が Q3 の逆並列ダイオードまたはボディダイオードを經由して迂回され、接合部容量が強制的に完全に放電されます。この容量電圧が 0V に低下すると、ゼロ電圧状態で Q3 がオンになり、ソフトスイッチングの遷移が確保されます。残りのアクティブ電力デバイス用の ZVS メカニズムは、同一の動作シーケンスに従います。

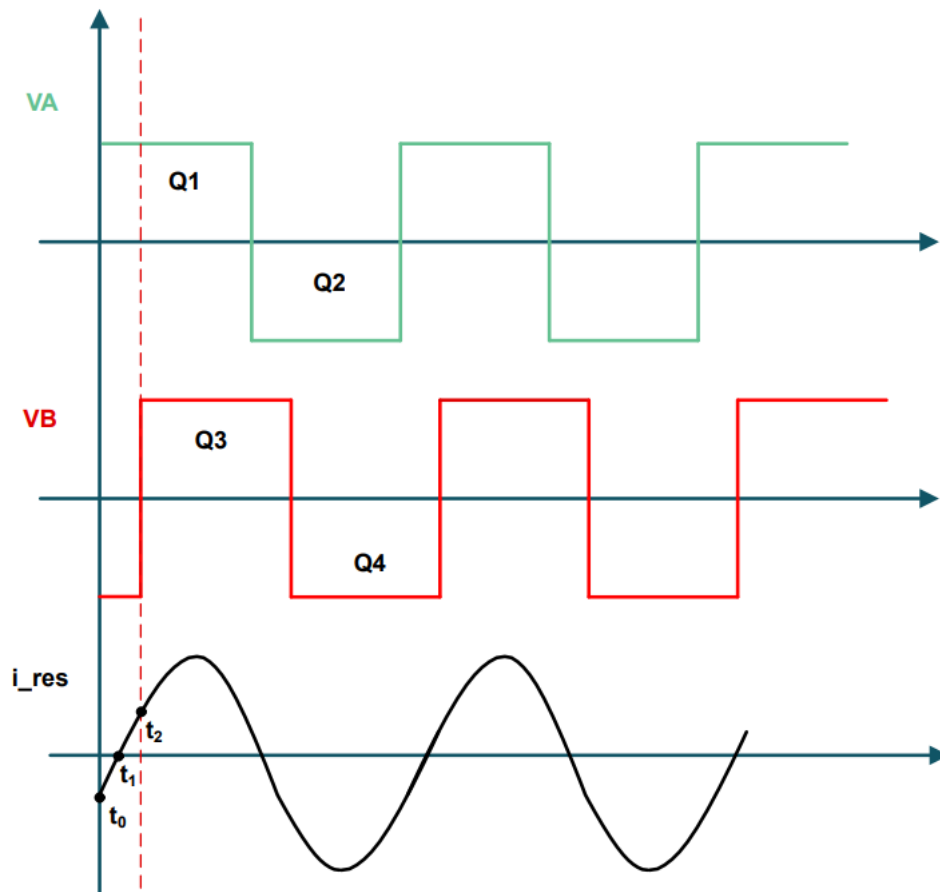


図 1-2. 動作波形と時間ドメイン解析

Q3 のターンオン インスタンスを t_0 、現在のゼロ交差インスタンスを t_1 、Q3 のターンオン インスタンスを t_2 として定義すると、 t_0 から t_2 までの間隔は、位相シフトの時間 (θ) を表します。十分な負の境界電流が各アクティブ パワー デバイスの導通前に流れることを保証するため、寄生接合部容量が確実に放電され、緩和しない ZVS 制御を実現できます。

2 ZVS 位相シフト タイミングの数学的導出

理論的評価は基本高調波分析 (FHA) 法を用いて行われ、正規化されたレグ電圧 V_A および V_B の基本的な構成要素を厳密に分離し、分析します。正規化後、 V_A と V_B の基本的な構成要素の数学式は次のように定式化されます。

$$v_{A_pu}(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_{B_pu}(t) = \frac{4M}{\pi} \sin[\omega t - \theta] \quad (2)$$

ここで、 M は電圧ゲイン比を表し、 ω はスイッチング角周波数です

$$M = \frac{V_{Battery}}{nV_{bus}} \quad (3)$$

その結果、共振インダクタ電流の基本成分 i_{res} は、次のように導き出し、表すことができます。

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

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:

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

インダクタ電流がゼロ交差する正確な瞬間 $i_{res}(t) = 0$ 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。

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

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

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

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。

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

スイッチング電流の振幅が完全に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 ($\omega t_2 = \pi$):

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

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。

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

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 PLECS でのシミュレーション

評価を実行するために、PLECS シミュレーションソフトウェア内に 300W の DBSRC 電力段モデルを構築しました。このシミュレーションプラットフォームの指定された電氣的仕様は、24V の公称システム入力電圧 V_{in} 、40V ~ 60V の安定化出力電圧範囲 V_{out} 、5A の定格全負荷出力電流 I_{out} で構成されています。

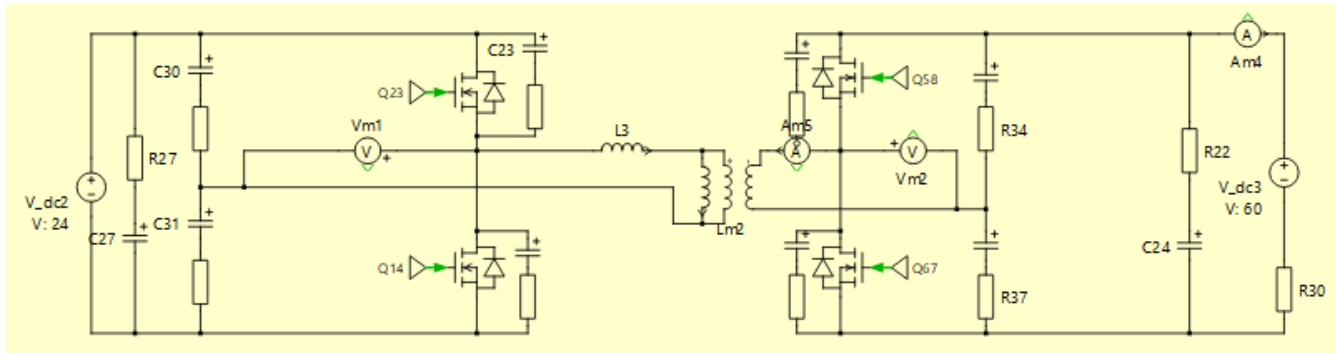


図 3-1. DBSRC トポロジの PLECS 回路図と制御モデル

図 3-2 に、PWM 制御モジュールのリセットアーキテクチャを示します。機械的には、このモジュールは DBSRC の両側のフルブリッジ ネットワーク用の位相シフト PWM ゲーティング信号を生成します。このモジュールは、リアルタイムの電力の流れの方向と、計算された位相シフトの時間に基づいて、適切な位相オフセット エッジ インスタンスを動的に選択し、最終的に 4 つの独立したゲート駆動出力信号を提供します。

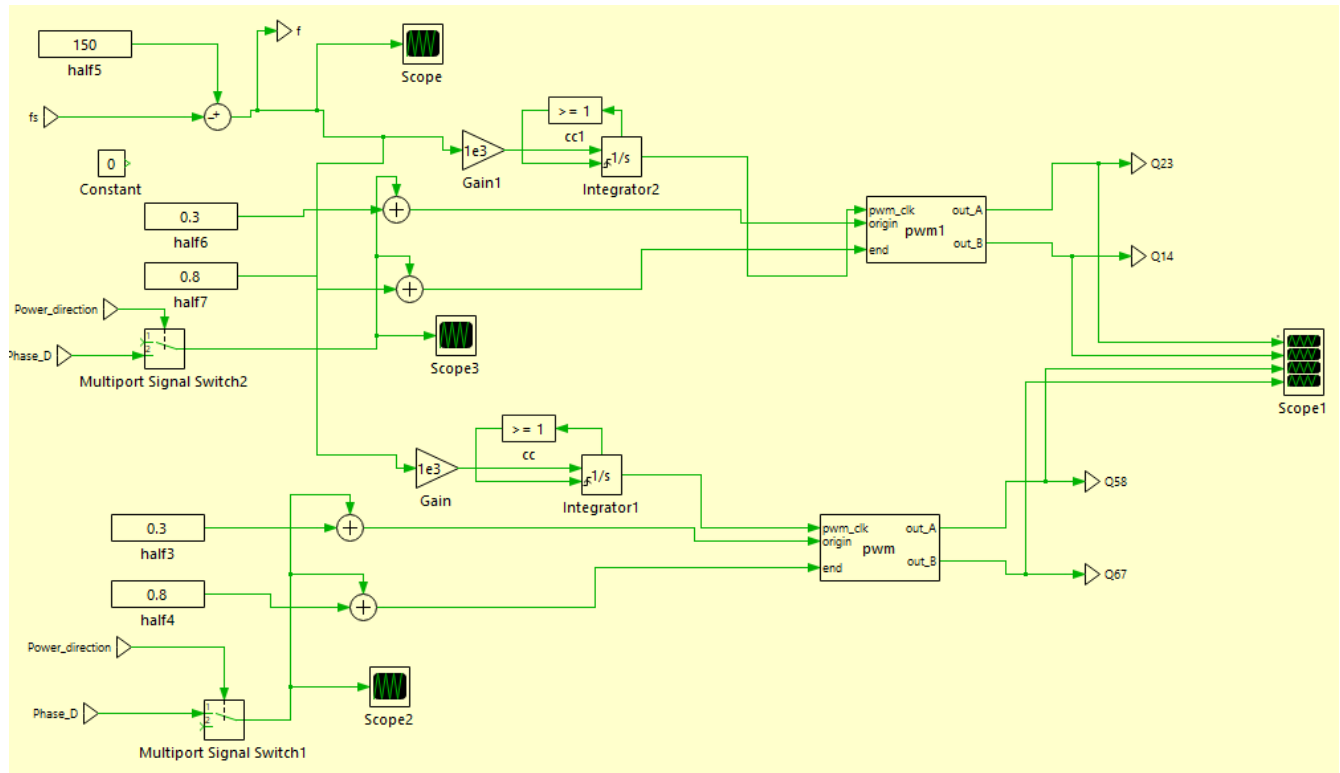


図 3-2. PWM 制御モジュールの実装

順方向動作で、 $V_{in} = 24V$ 、 $V_{out} = 60V$ 、 $I_{out} = 5A$ の電氣的テスト条件で、4 つのアクティブ パワースイッチの明示的なゼロ電圧スイッチング (ZVS) 遷移および制御プロセスを 図 3-3 に示します。

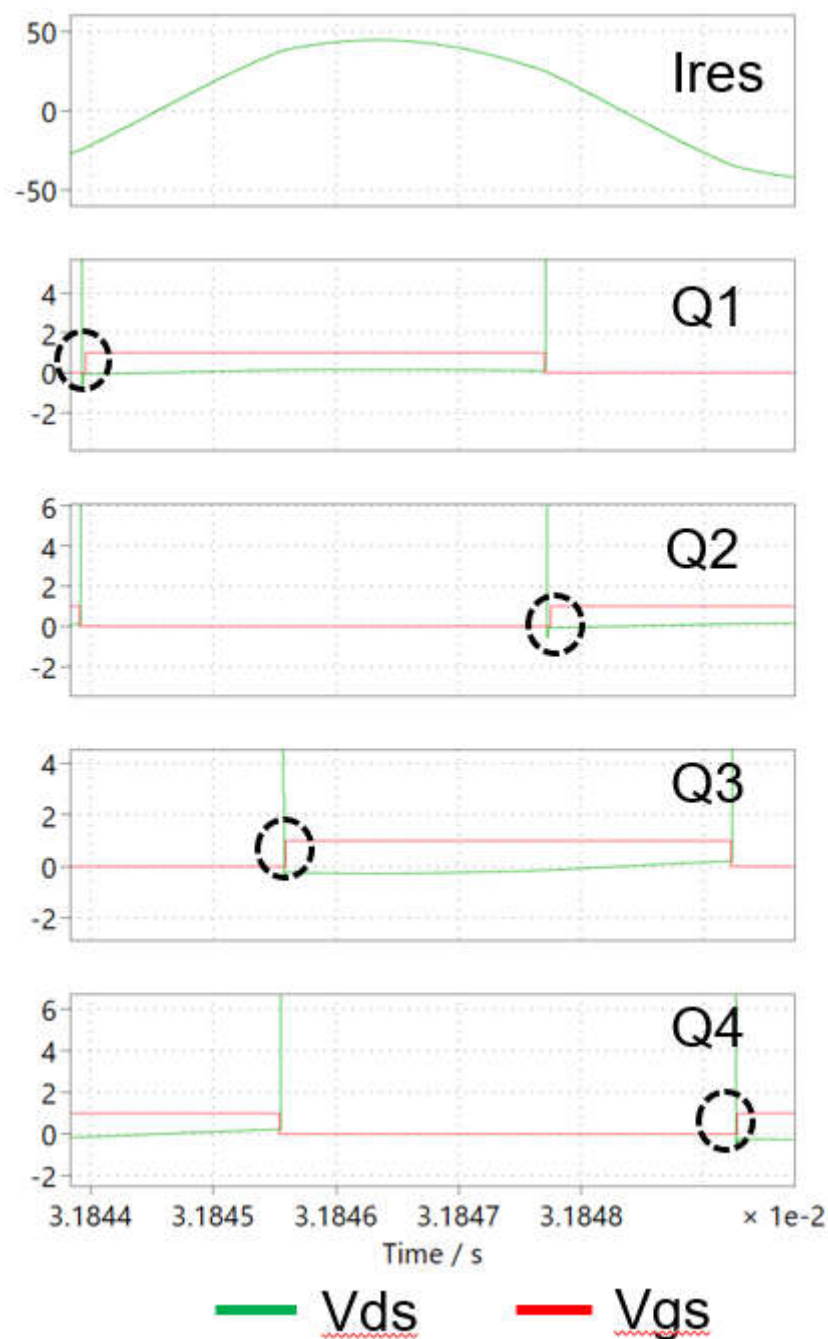


図 3-3. 順方向動作時のすべてのパワー スイッチの ZVS 制御およびスイッチング遷移

逆方向動作で $V_{in} = 60V$ 、 $V_{out} = 24V$ 、 $I_{out} = 5A$ の電氣的テスト条件で、4 つのアクティブ パワー スイッチの明示的なゼロ電圧スイッチング (ZVS) 遷移および制御プロセスを 図 3-4 に示します。

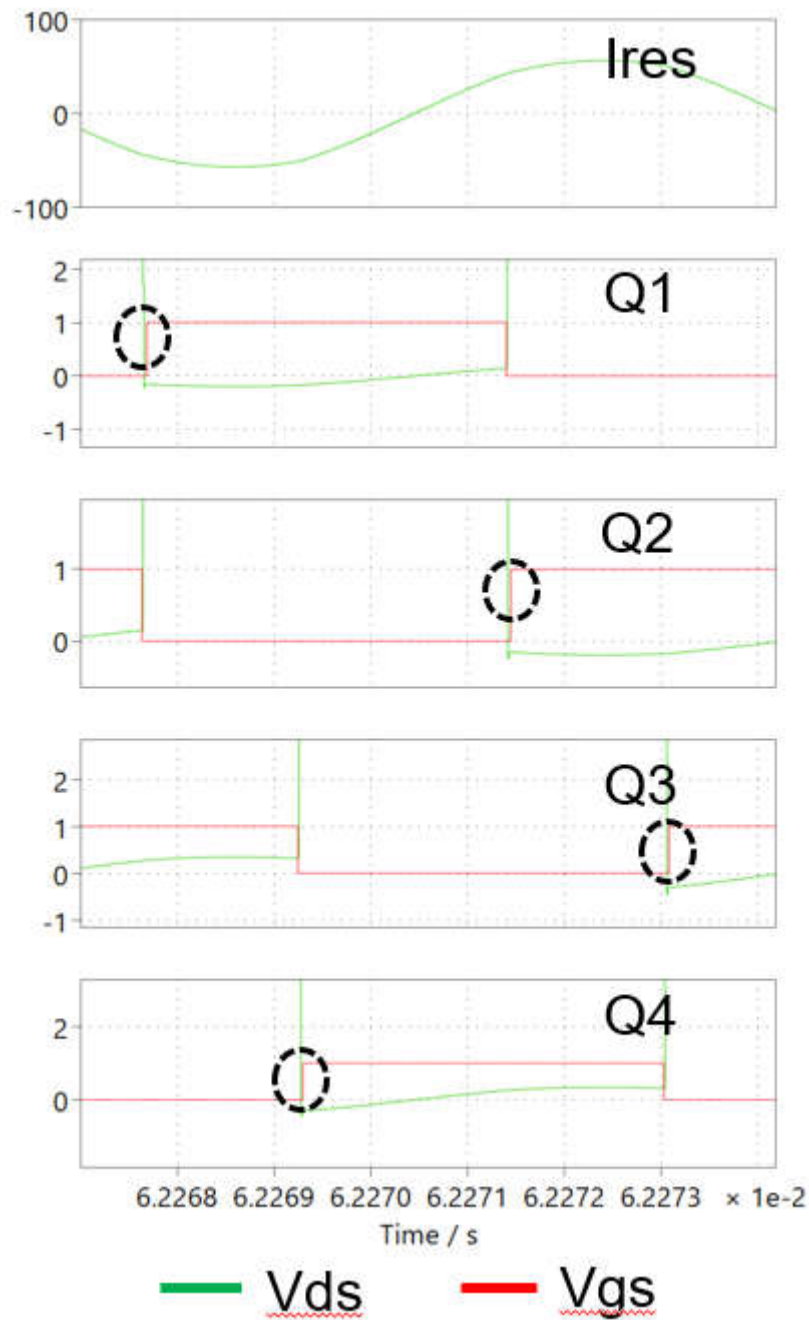


図 3-4. 逆動作時におけるすべてのパワー スイッチの ZVS 制御およびスイッチング遷移

4 まとめ

このアプリケーション ノートでは、エネルギー ストレージ システム (ESS) の直列接続バッテリー パック向けアクティブ パック バランシング (APB) アプリケーションを対象として、デュアル ブリッジ直列共振 (DBSRC) DC/DC コンバータ向けにカスタマイズされた、堅牢なソフト スイッチング制御手法を提案しました。変換効率とシステム信頼性を高めるため、可変周波数変調 (VFM) と位相シフト変調 (PSM) を中心とした制御戦略を総合的に定式化し解析しました。提案された方式では、補助的なハードウェア コストを必要とせず、動作入力電圧スペクトルおよび全負荷プロファイル全体にわたって、軽減されないゼロ電圧スイッチング (ZVS) ターンオン制御を実現できます。したがって、この設計は、スイッチング損失を大幅に低減し、 dv/dt によって引き起こされる電磁干渉 (EMI) を抑制し、パワー トランジスタ全体での高電圧リングングの有害なリスクを最小限に抑えます。

5 参考資料

1. テキサス インストルメンツ、『[パック 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](#)』、デザイン ガイド。

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](#)、[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