

*Application Note*

## 車載システム向けの DC リンクコンデンサのプリチャージ設計



Daniel Gao, Forest Fu

## 概要

ハイブリッド電気自動車と電気自動車 (HEV/EV) では、DC リンクコンデンサのプリチャージが不可欠です。従来のプリチャージ回路には、高価な電気機械リレー (EMR) と多くの大電力抵抗が組み込まれており、これらは高い電力密度と部品表 (BOM) コストの削減という要件に反するものです。このアプリケーションノートでは、絶縁型スイッチングドライバ、アクティブプリチャージコントローラ、高電圧 (HV) 降圧コンバータ、絶縁型 DC/DC コンバータなど、いくつかの代替プリチャージ設計を、それぞれの制御手法とともに紹介します。これらの設計は、電力密度、部品コスト、機能安全パラメータに関して明確な比較上の利点があります。

## 目次

1はじめに.....	2
2 DC リンクコンデンサのプリチャージに関するシステムの課題.....	3
3 システム手法.....	4
3.1 絶縁型スイッチドライバ.....	4
3.2 アクティブプリチャージコントローラ.....	5
3.3 ディスクリート高電圧降圧設計.....	7
3.4 独立した絶縁型 DC/DC 昇圧設計.....	10
3.5 統合型プリチャージ設計.....	12
3.5.1 双方向の高電圧から低電圧への変換 (HV-LV) DC/DC.....	12
3.5.2 バッテリヒータ.....	13
4 まとめ.....	16
5 用語.....	16
6 参考資料.....	16

## 商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 1 はじめに

HEV/EV システムでは、HV バッテリに蓄積されたエネルギーから高電圧の負荷に直接電力が供給されるわけではありません。HV バッテリと HV 負荷の間に DC リンクコンデンサが配置され、バッファ段として機能します。DC リンクコンデンサは、HV バッテリと HV 負荷の間の寄生インダクタンスによる影響のデカップリングと、高周波電流用に低インピーダンスのパスを提供するという、2 つの主な機能を果たします。DC リンクの容量は通常、数百  $\mu$ F から数千  $\mu$ F の範囲です。

ただし、HV 負荷が非アクティブのとき、DC リンクコンデンサに電圧は存在しません。図 1-1 に示すように、メインコンタクタの正電圧 (MCP) とメインコンタクタの負電圧 (MCN) はオープンのままで、両方の端子で HV バッテリを HV 負荷から切断しながら、DC リンクコンデンサが放電状態を維持します。MCP と MCN が閉じると、実質的に DC リンクコンデンサが直接短絡し、非常に大きな電流が発生します。この突入電流を適切に制限しなければ、ケーブル、コネクタ、ヒューズが破損する恐れがあります。

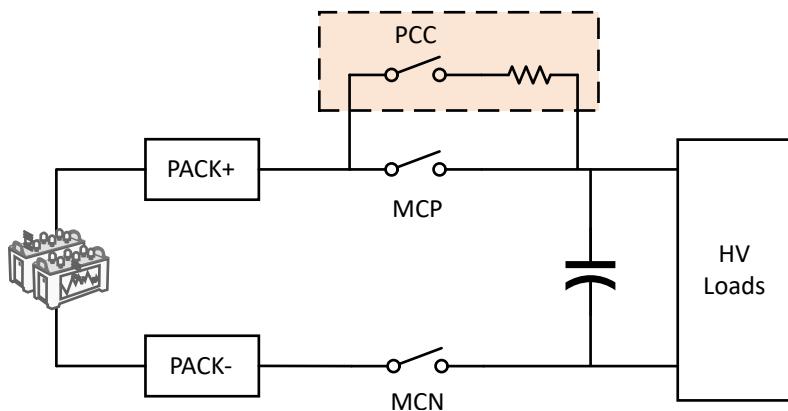


図 1-1. HEV/EV システムの DC リンクコンデンサ

したがって、HV システムには突入電流を制限するためのプリチャージ回路が必要です。従来型のプリチャージ回路は、プリチャージコンタクタ (PCC) と電流制限抵抗で構成されます。プリチャージフェーズ中は PCC と MCN が閉じ、HV バッテリとほぼ同じ電圧まで DC リンクコンデンサを充電します。このフェーズでは、回路の電流制限抵抗により突入電流が制限されます。プリチャージフェーズの後で PCC が開き、MCP が閉じて、HV バッテリから負荷に電力を供給できるようになります。電流制限抵抗はバイパスされ、回路のインピーダンスが減少します。従来型のプリチャージ回路には、一般に高コストの EMR と多くの大電力抵抗が組み込まれており、これらは高い電力密度と BOM コストの削減という要件に反するものです。

## 2 DC リンクコンデンサのプリチャージに関するシステムの課題

DC リンクコンデンサの容量は、トランジションインバータの出力電力に応じて変化しますが、数百  $\mu\text{F}$  から数千  $\mu\text{F}$  の範囲です。DC リンクコンデンサのプリチャージ時間は 400ms を超えないようにする必要があります。DC リンクコンデンサのプリチャージのため従来から利用されてきた方法では、電気機械リレーを使用します。この方法の動作原理については第 1 章で解説しました。以下のセクションでは、パラメータ設計の方法について詳しく説明します。図 2-1 に示すように、プリチャージコンタクタが閉じたとき、等価回路は標準の RC 直列構成を形成します。

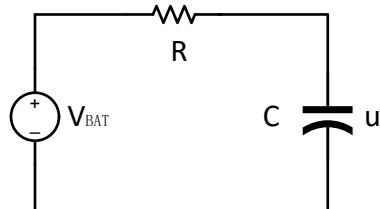


図 2-1. プリチャージ回路の等価回路

DC リンクコンデンサの両端の電圧は次のように表されます。

$$u_c = V_{\text{BAT}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \tau = RC \quad (1)$$

HV バッテリが 800V、DC リンク容量が 1000 $\mu\text{F}$ 、プリチャージ時間の要件が 150ms と想定します。プリチャージ時間の要件に応じて抵抗を選択します。

$$t = 3\tau \leq 150\text{ms} \quad (2)$$

$$R \leq \frac{t/3}{C} = 50\Omega \quad (3)$$

プリチャージ抵抗の平均電力を選択します。

$$P_{\text{AVG}} = \frac{E}{t} = \frac{1}{2}C(0.95V_{\text{BAT}})^2/t = 1925\text{W} \quad (4)$$

プリチャージ抵抗とリレーのピーク電流を選択します。

$$I_{\text{PEAK}} = \frac{V_{\text{BAT}}}{R} = 16\text{A} \quad (5)$$

計算に従い、プリセットされたパラメータについて抵抗と 16A リレーを選択する必要があります。実用的な回路設計の実装では、パラメータのディレーティングを考慮する必要があります。これには、このプリチャージ回路で高価なリレーと多くの大電力抵抗を使用する必要があります。

HEV/EV システムのコスト削減と容量の最適化への需要が高まるなか、従来型のプリチャージ回路に置き換わるいくつかの代替設計が新しく登場しています。これらのソリューションについては、以下のセクションで分析と比較を行います。

### 3 システム手法

市場にはいくつものプリチャージの設計が存在し、プリチャージに特化した回路を使用するか、HEV/EV システム内の既存の回路を活用しています。このアプリケーションノートでは、テキサス・インストゥルメンツから提供されているさまざまな設計と主要なデバイスの動作原理について解説します。

#### 3.1 絶縁型スイッチ ドライバ

TPSI3050-Q1 は、完全に統合された絶縁型スイッチ ドライバです。外部パワー スイッチと組み合わせると、包括的な絶縁型ソリッド ステートリレー (SSR) を形成します。SSR には EMR と比べて、次の 3 つの大きな利点があります。

- 絶縁型スイッチ ドライバ: 外付けの電界効果トランジスタ (FET) または絶縁型ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT) を柔軟に駆動できます。機械式リレーに比べて、SSR は信頼性の向上、重量の軽減、サイズの小型化が示されています。機械的な可動接点がないため、可聴ノイズと回路の物理的な劣化が排除されます。
- スイッチの高速な非アクティブ化: 応答時間は  $3\mu\text{s}$  未満です。これに対してリレーの動作時間は通常  $1 \sim 50\text{ms}$  の範囲です。この時間は、過熱や過電流などの条件が発生したときの保護において重要です。
- 2 次側バイアス電源の生成: 1 次側で受け取った電力から、2 次側バイアス電源を生成します。2 次側は、各種のパワー スイッチを駆動するために、 $10\text{V}$  のレギュレートされたフローティング電源レールを供給します。

図 3-1 に、このアプリケーションのブロック図を示します。TPSI3050-Q1 は、マイコンからの EN 信号によって制御されます。VDRV ピンは、共通ソース構成で双方向 MOSFET を駆動します。

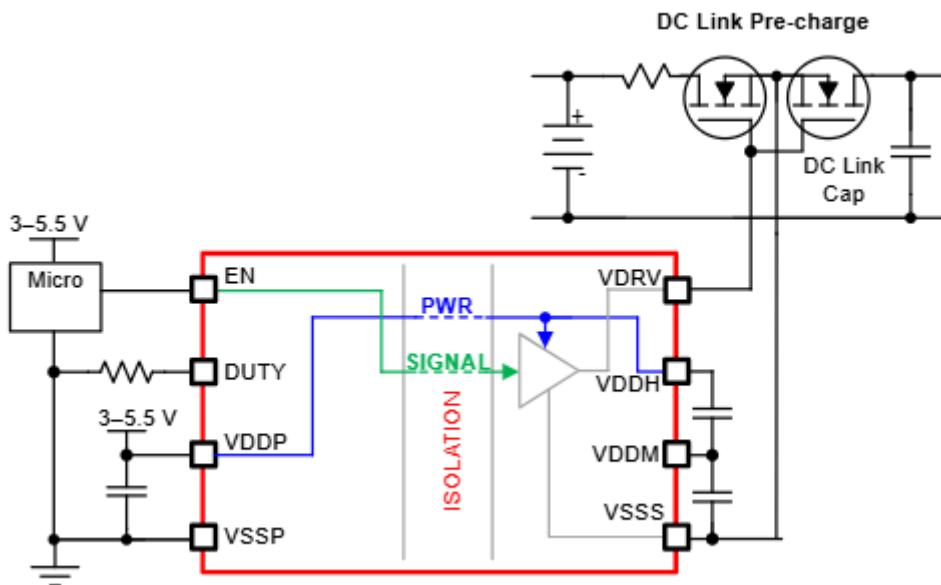


図 3-1. アプリケーション内の TPSI3050-Q1 のブロック図

要約すると、この設計と、図 1-1 に示されている方法との主な違いは、選択する部品です。TPSI3050-Q1 は、従来型のプリチャージ機械式リレーの代わりに使用でき、信頼性の向上、サイズの小型化、応答特性の向上を実現します。詳細については、[TIDA-050080](#) を参照してください。

### 3.2 アクティブ プリチャージ コントローラ

TPSI31P1-Q1 は、17V の絶縁型ゲートドライバとバイアス電源を搭載したアクティブ プリチャージ コントローラとして機能します。外部パワー スイッチ、パワー インダクタ、ダイオードと組み合わせることで、アクティブ プリチャージの設計を構成できます。TPSI31P1-Q1 と比較して、TPSI31P1-Q1 にはプリチャージ アプリケーション用として特別に設計された 2 つの追加機能が搭載されています。

- インダクタ電流はヒステリシス動作モードで継続的に監視および制御され、DC リンク コンデンサの実容量をリニアに充電します。
- このデバイスには通信バックチャネルが統合されており、2 次側から 1 次側にステータス情報を送信し、2 次側の電源ステータスを通知します。

図 3-2 に、このアプリケーションのブロック図を示します。TPSI31P1-Q1 は、マイコンからの EN 入力を介して制御信号を受信します。外部パワー インダクタ (L1) と、パワーダイオード (D1) およびパワー FET (M1) とを組み合わせて、降圧コンバータを形成します。M2 は、リバース ブロッキング機能用のオプションの MOSFET を表します。シャント抵抗により、IS+ ピンの電圧測定による L1 の電流監視が容易に行えます。

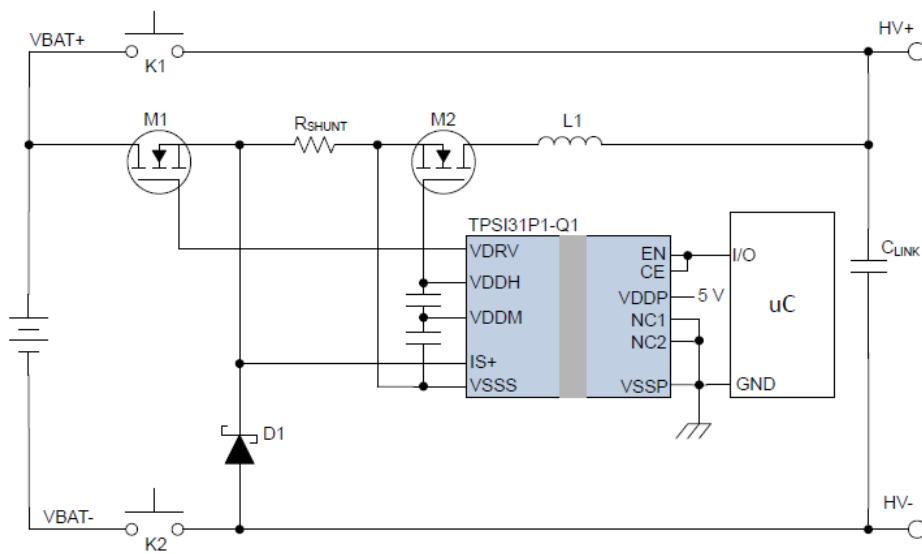


図 3-2. アプリケーション内の TPSI31P1-Q1 のブロック図

動作上の主な特長は、降圧コンバータの構成です。IS+ が VREF- を下回ると、VDRV が High にアサートされて M1 がアクティブになります。降圧コンバータのエネルギー ストレージ サイクルを開始します。IS+ が VREF+ を上回ると、VDRV が Low にアサートされて M1 が非アクティブになります。降圧コンバータの電力転送サイクルを開始します。このプロセスはプリチャージ サイクル全体にわたって繰り返されます。

HV バッテリが 800V、DC リンク容量が 1000μF、プリチャージ時間の要件が 150ms と想定します。平均充電電流は、次のように計算できます。

$$I_{AVG} \geq \frac{C \times V_{BAT}}{t} = 5.33A \quad (6)$$

インダクタ電流の設定に必要なシャント抵抗は、次のように計算できます。

$$R_{SNS} \leq \frac{V_{REF+} + V_{REF-}}{2 \times I_{AVG}} = 130m\Omega \quad (7)$$

最大インダクタ電流は次のように計算できます。

$$I_{PEAK} = \frac{V_{REF+}}{R_{SNS}} = 9.46A \quad (8)$$

最小インダクタ電流は次のように計算できます。

$$I_{MIN} = \frac{V_{REF} - V_{SNS}}{R_{SNS}} = 1.23A \quad (9)$$

最大スイッチング周波数は、リンク容量の両端の電圧が中間値に達したときに発生します。この値は、TPSI31P1 の最小電力転送能力、FET の総ゲート電荷、ゲートとソースの間の電圧によって決定できます。P = 55mW、Vgs = 15V、Qg = 14nC と仮定すると、最大スイッチング周波数は次のように計算できます。

$$f_{MAX} = \frac{P}{V_{gs} \times Q_g} = 261.9\text{kHz} \quad (10)$$

最大スイッチング周波数に基づき、最小インダクタンスは次のように計算できます。

$$L_{MIN} \geq \frac{V_{BAT}}{4 \times f_{MAX} \times (I_{PEAK} - I_{MIN})} = 92.8\mu\text{H} \quad (11)$$

したがって、100uH のインダクタンス値を選択できます。C<sub>DIV1</sub> および C<sub>DIV2</sub> コンデンサは、VDDH の降下要件に依存します。たとえば、C<sub>DIV1</sub> と C<sub>DIV2</sub> の直列の組み合わせによって形成される合計容量により、VDDH 電源レールが 0.5V 降下する必要があります。

$$C_{DIV1} \parallel C_{DIV2} \geq \frac{Q_g}{\Delta V} = 28\text{nF} \quad (12)$$

電圧降下をさらに小さくするため、C<sub>DIV1</sub> = 330nF、C<sub>DIV2</sub> = 1μF のコンデンサを選択することもできます。

TPSI31P1-Q1 には、これらの式を組み込んで予測される充電波形を生成するカリキュレータが搭載されています。詳細については、[TPSI31P1-CALC](#) を参照してください。

### 3.3 ディスクリート高電圧降圧設計

ディスクリート HV 降圧設計は、DC リンクコンデンサをプリチャージするための別の方法です。この方法は、電力段の設計において TPSI31P1-Q1 と類似していますが、制御方法が大きく異なります。

図 3-3 に、ディスクリート HV 降圧設計のブロック図を示します。OBC/DCDC / インバータ用のマイコン ユニット (MCU) は、バッテリ管理システム (BMS) から HV バッテリ電圧情報を取得し、HV 降圧コンバータの出力電圧を構成してから、RELAY2 を閉じて、DC リンクコンデンサのプリチャージを開始します。完了すると、READY 信号が BMS に送信され、RELAY1 が閉じます。

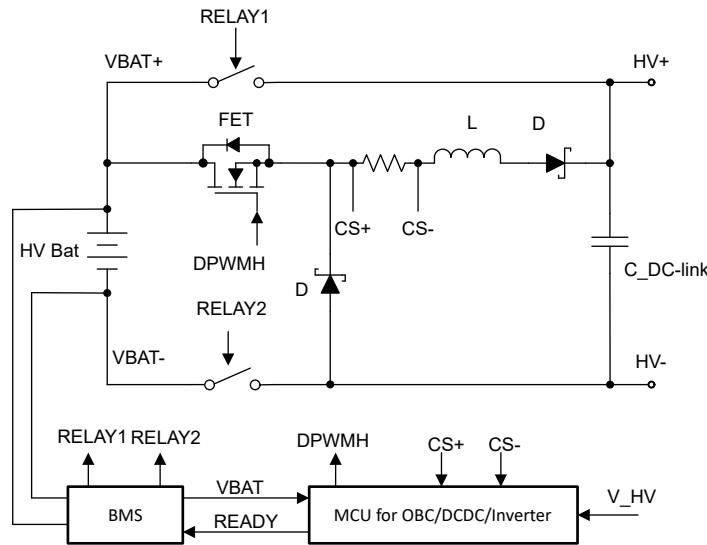


図 3-3. ディスクリート HV 降圧設計のブロック図 1

図 3-4 に、DC リンクコンデンサのプリチャージ用の代替ディスクリート HV 降圧設計を示します。OBC/DCDC / インバータ用の MCU は、BMS から HV バッテリ電圧データを受信し、HV 降圧コンバータの出力電圧パラメータを設定してから、RELAY1 をアクティブにし、DC リンクコンデンサのプリチャージプロセスを開始します。完了すると、READY 信号が BMS に送信され、RELAY2 がアクティブになります。この構成では、コントローラと FET は VBAT- を基準としており、FET をアクティブ化するためにはローサイドドライバのみですが、HV 降圧設計 1 では FET をアクティブ化するための絶縁型ドライバが必要です。

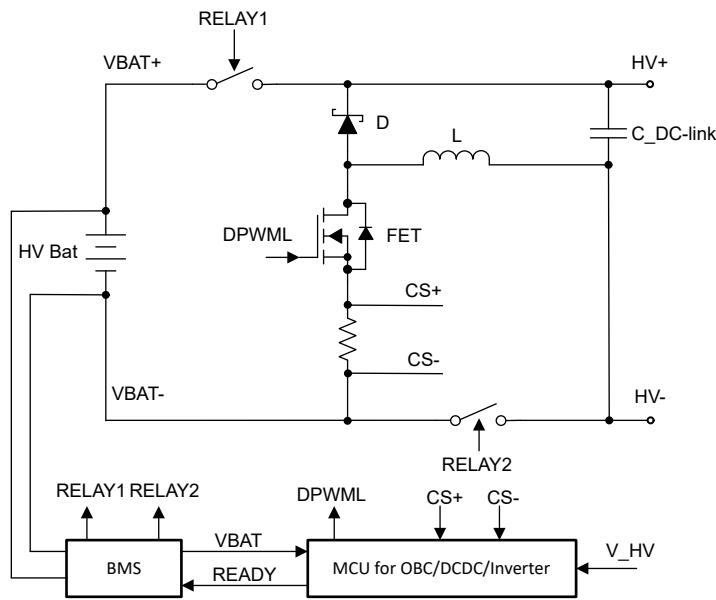


図 3-4. ディスクリート HV 降圧設計のブロック図 2

たとえば、DC バス電圧が 400V、DC リンクコンデンサ容量が 600μF、プリチャージ時間の要件が 200ms 未満と仮定すると、平均電流は次のように計算できます。

$$I = \frac{C \times U}{t} = \frac{600\mu F \times 400V}{200ms} = 1.2A \quad (13)$$

平均電流は約 1.2A で、平均電力は 480W になります。スイッチング周波数が 200kHz、出力電圧は 380V と想定します。降圧インダクタのインダクタンスは次のように計算できます。

$$L = \frac{V_{out} \times t_{off}}{\Delta I} = \frac{380V \times (1 - 380V/400V)}{0.4 \times 1.2A \times 200kHz} = 197\mu H \quad (14)$$

図 3-5 に、前述の計算に基づく SIMetrix シミュレーション回路を示します。シミュレーション結果は図 3-6 に示します。インダクタを流れる最大突入電流は 4A です。PQ32 コアの断面積 ( $A_e$ ) が 154mm<sup>2</sup> の場合、回転比は次のように計算できます。

$$N = \frac{L \times \Delta I}{A_e \times \Delta B} = \frac{197\mu H \times 4A}{154mm^2 \times 0.3T} = 17 \quad (15)$$

突入電流のマージンを考慮して、巻線比は 20 に設定できます。降圧インダクタは高電圧アプリケーション用の定格にする必要があることに注意してください。インダクタに十分な飽和電流容量が存在することが検証されれば、降圧インダクタのインダクタンス値を減らしてもかまいません。

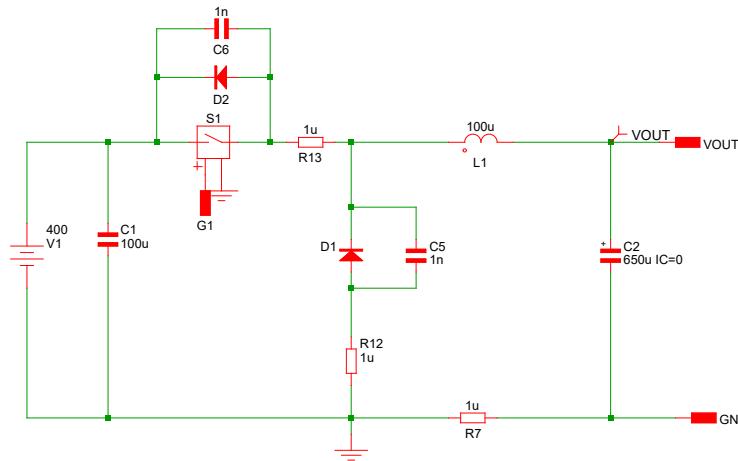


図 3-5. HV 降圧設計用の SIMetrix シミュレーション回路



図 3-6. HV 降圧設計用の SIMetrix のシミュレーション結果

表 3-1 に、ディスクリート HV 降圧設計で使用される主要な部品の一覧を示します。OBC/DCDC / インバータに含まれている既存の MCU は転用できます。絶縁型ドライバにより、ハイサイド FET が簡単にアクティベート化できます。図 3-3 および図 3-4 に示すブロック図では、シャント部品をホール センサとして実装することもできます。

表 3-1. TI 部品

	部品番号	仕様
MCU	F29H859TU-Q1	C2000 シリーズ
コントローラ	UCC28740-Q1	1.HV 降圧コントローラ 2.バイアス電源、400V/800V を 12V/24V に転送
絶縁型ドライバ	UCC21351-Q1	基本絶縁型
絶縁型ドライバ	UCC21551-Q1	強化絶縁型
絶縁型ドライバ	UCC5350L-Q1	強化絶縁型
ホール センサ	TMCS1133-Q1	CT の代替品
LLC コンバータ	UCC25800-Q1	バイアス電源、12V を 12V/24V に転送

### 3.4 独立した絶縁型 DCDC 昇圧設計

HV-LV DCDC コンバータに双方向機能がないシステムでは、独立した絶縁型 DCDC 昇圧設計が現実的な代替選択肢となります。この方法により、LV バッテリによる DC リンクコンデンサのプリチャージも簡単に使用できます。平均電力要件を考慮すると、一般的にブッシュプルトポロジが好まれます。

図 3-7 に、この独立した絶縁型 DCDC 設計のリファレンス デザインのブロック図を示します。OBC/DCDC / インバータ用の MCU は、BMS から HV バッテリ電圧情報を受信し、絶縁型 DCDC コンバータの出力電圧を構成して、DC リンクコンデンサのプリチャージプロセスを開始します。完了すると、READY 信号が BMS に送信され、RELAY1 および RELAY2 がアクティブになります。

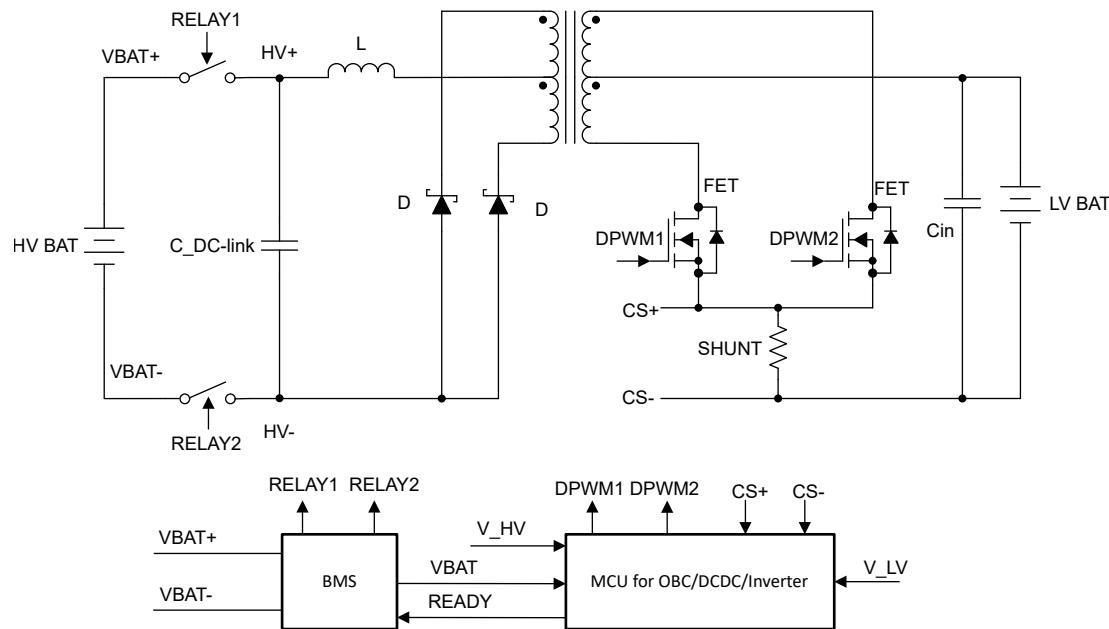


図 3-7. 独立した DCDC 設計のブロック図

400V の DC バス電圧と 600μF DC リンクコンデンサを例にして、LV バッテリ電圧の範囲を 9V ~ 16V とすると、1:50 のトランスの巻線比を設定できます。式 1 から、平均電流は 1.2A です。IL を 0.3Iout に、スイッチング周波数を 100kHz に設定します。

$$D = \frac{N_{ps} \times (V_{out} + V_d)}{V_{in}} = \frac{400v + 1v}{50 \times 12V} = 0.668 \quad (16)$$

$$L_{out} = \frac{(V_{out} + V_d) \times (1 - D) / 2}{\Delta I \times f_{sw}} = \frac{(400v + 1v) \times (1 - 0.668) / 2}{0.3 \times 1.2A \times 200kHz} = 924\mu H \quad (17)$$

計算されるインダクタンスの値は 924μH ですが、シミュレーションではインダクタの突入電流と巻線数を考慮して 500μH を使用します。図 3-8 に、これらの計算に基づく SIMetrix シミュレーション回路を示します。シミュレーション結果は図 3-9 に示します。

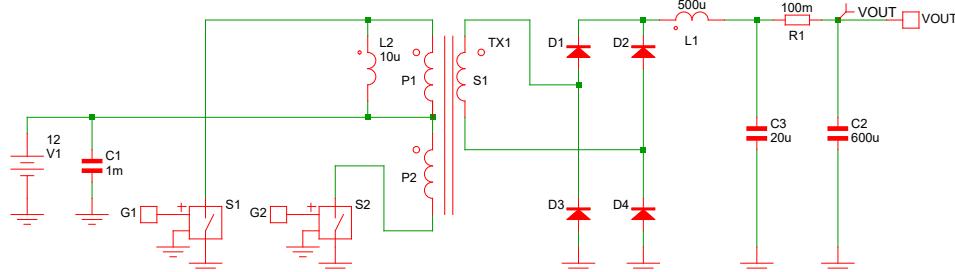


図 3-8. 独立した DCDC 設計用の SIMetrix シミュレーション回路

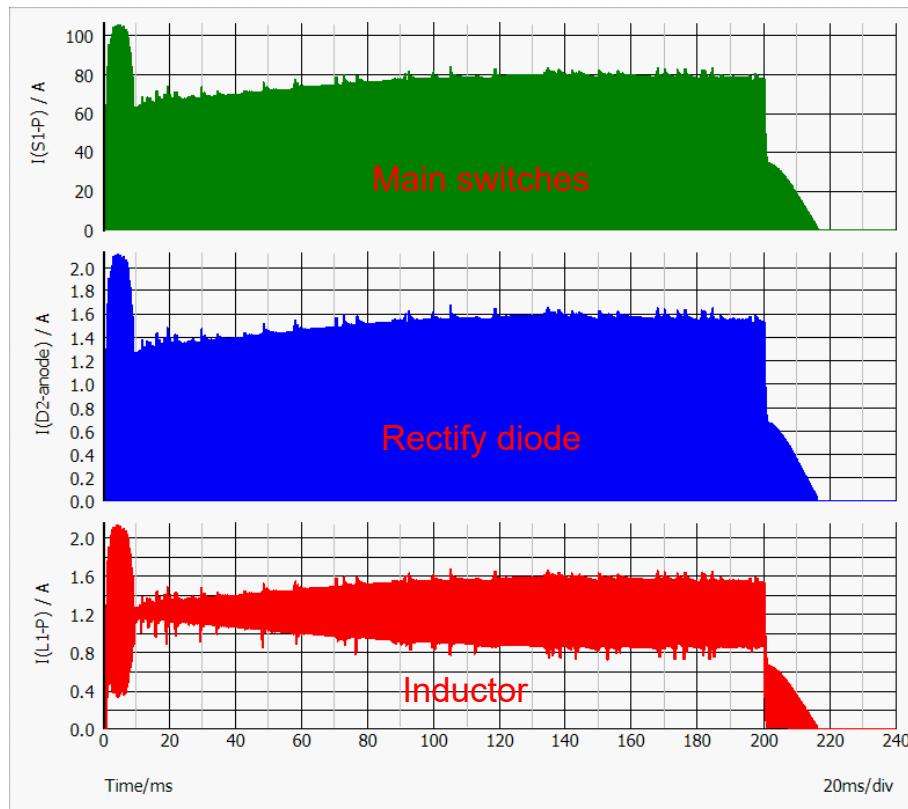


図 3-9. 独立した DCDC 設計の SIMetrix シミュレーション結果

「TI コンポーネント」に、独立した DCDC 設計で使用される主要なコンポーネントの一覧を示します。OBC/DCDC / インバータの既存の MCU を転用して PWM 信号を生成し、閉ループ制御を実装できます。MCU の帯域幅の制約がある場合、LM25037-Q1 を制御機能に、ISOM8810-Q1 を絶縁型帰還に使用できます。

表 3-2. TI 部品

部品番号	部品番号	仕様
MCU	F29H859TU-Q1	C2000 シリーズ
ローサイド ドライバ	UCC27524A-Q1	2 チャネル
ローサイド ドライバ	UCC27518A-Q1	1 チャネル
プッシュプル コントローラ	LM25037-Q1	
光学エミュレータ	ISOM8810-Q1	フォトカプラ

### 3.5 統合型プリチャージ設計

自動車メーカーは、専用ハードウェアを実装しなくても、バッテリ管理システム (BMS) や HV-LV DC/DC コンバータなど既存の自動車の ECU を活用し、洗練されたソフトウェア アルゴリズムを使用してプリチャージシーケンスを調整できます。自動車の既存の電子アーキテクチャにプリチャージ機能を組み込むことで、高電圧パワートレイン部品向けに堅牢な保護を維持しながら、より効率的なシステム設計を実現できます。

#### 3.5.1 双方向の高電圧から低電圧への変換 (HV-LV) DCDC

HEV/EV システムでは、HV-LV DCDC コンバータが HV バッテリと接続して HV バッテリから LV バッテリへの電力を変換し、LV 負荷に電力を供給します。図 3-10 に示すように、双方向機能を利用して DC リンクコンデンサのプリチャージを行えます。

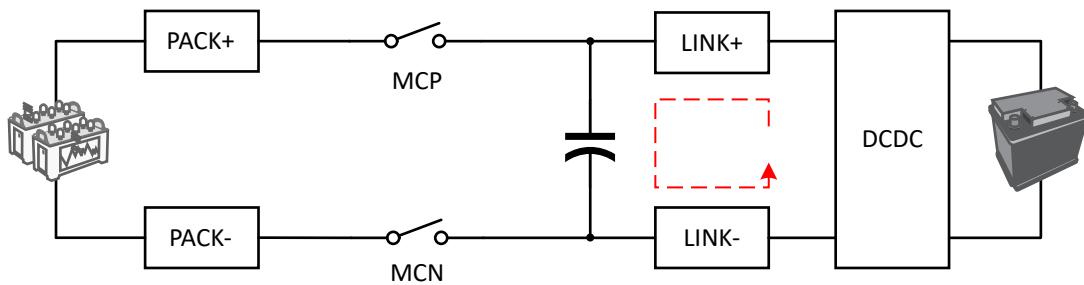


図 3-10. HV-LV DCDC を使用したプリチャージ回路

HV-LV DCDC トポロジで位相シフトフルブリッジ (PSFB) 構成が使用されている場合の反転制御動作のブロック図を、図 3-11 に示します。このプロセスは、エネルギー ストレージと電力転送サイクルに分割できます。

- エネルギー ストレージ サイクル:
  - 2 次側では、Q5、Q6、Q7、Q8 がオンになります。2 次側は昇圧コンバータとして動作し、出力インダクタを充電します。
  - 1 次側では、Q2 と Q4 がオンになります。リーケージインダクタンスに基づいて電流を流すために、1 次側はフリー ホイール段です。
- 電力転送サイクル:
  - 図 3-11 の赤い線は、電流パスの例です。
  - Q1、Q4、Q5、Q8 がオンになり、LV バッテリおよび出力インダクタから HV バッテリにエネルギーを転送します。

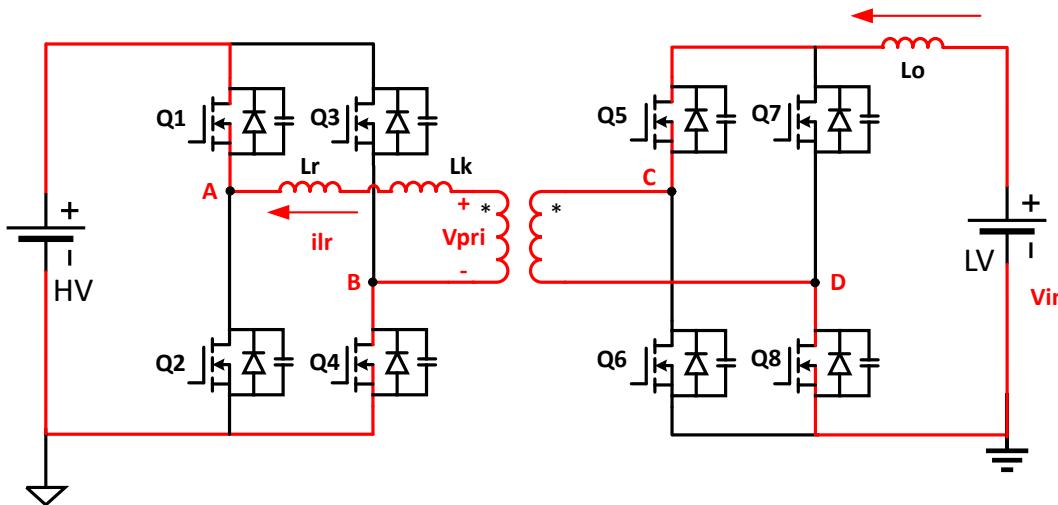


図 3-11. PSFB 反転制御のブロック図

この設計の主な考慮事項は、電流の不一致に起因して 2 次側パワー スイッチで電圧スパイクが発生することです。PMP41078 は、リバース モード動作が可能な 3.5kW 400V から 14V の HV-LV DCDC のリファレンス デザインを表します。詳細については、[PMP41078](#) を参照してください。

### 3.5.2 バッテリヒータ

図 3-12 に、DC リンクコンデンサを正の方向からプリチャージする統合型設計のブロック図を示します。最初に KL1 が閉じ、Q7 と Q3 がアクティブになってインダクタ L1 を充電します。その後で Q7 が非アクティブになり、インダクタ電流が Q3、HV\_BAT、KL1、C\_DC\_link、Q4 を流れます。このプロセスにより、C\_DC\_Link がバッテリ電圧にプリチャージされます。その後で、HV\_BAT と C\_DC\_Link の間の並列接続を確立するため、Q1 と Q2 がアクティブになります。

バッテリのヒーティングが必要な場合、Q1 と Q2 が非アクティブ、Q3 と Q7 がアクティブになって L1 を充電します。次に、Q7 が非アクティブに、Q4 がアクティブになり、DC リンクコンデンサに HV\_BAT を上回る電圧が発生します。L1 の電流の方向が反転してから、DC リンクコンデンサが HV\_BAT に放電されます。その後で Q4 が非アクティブに、Q7 がアクティブになり、HV\_BAT の電圧が DC リンクコンデンサの電圧を上回ります。L1 の電流が再度反転してから、次のサイクルが開始されます。この制御方法により、HV\_BAT と DC リンクコンデンサの間のエネルギー発振が発生し、HV\_BAT がヒーティングされます。

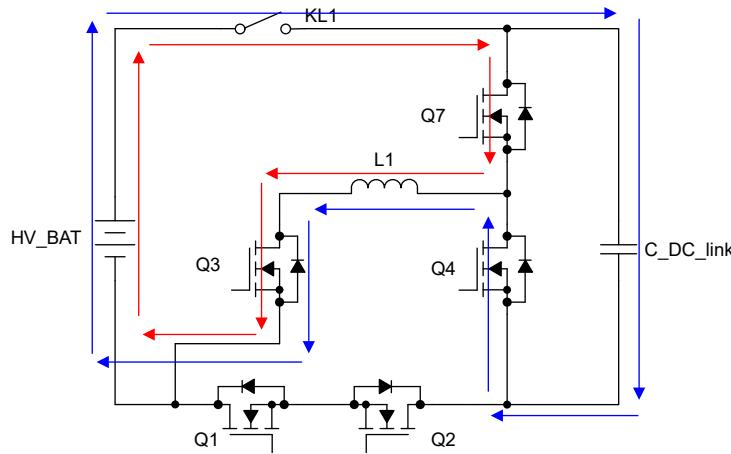


図 3-12. 統合プリチャージ設計のブロック図 1

図 3-13 に、DC リンクコンデンサを負の方向からプリチャージする統合型設計のブロック図を示します。最初に KL1 がアクティブになります。Q5 と Q8 がアクティブになってインダクタ L1 を充電します。その後で Q8 が非アクティブになります。インダクタ電流が Q6、C\_DC\_Link、KL1、HV\_BAT、Q5 を流れます。このプロセスにより、C\_DC\_Link がバッテリ電圧にプリチャージされます。その後で、HV\_BAT と C\_DC\_Link の間の並列接続を確立するため、Q1 と Q2 がアクティブになります。

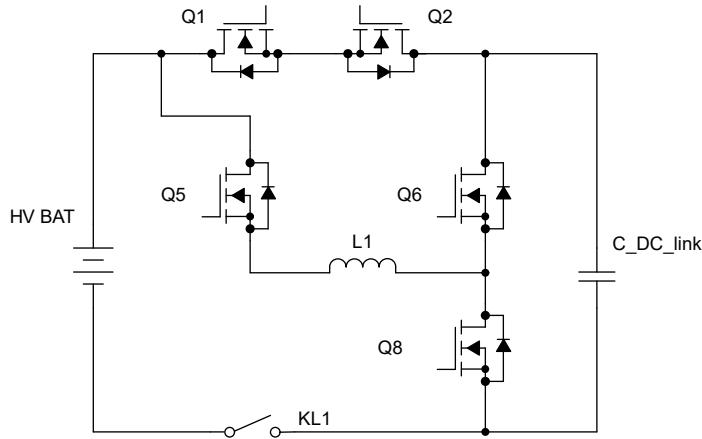


図 3-13. 統合プリチャージ設計のブロック図 2

この統合型設計は、システムレベルの方法を示しています。DC リンクコンデンサのプリチャージと HV\_BAT のヒーティングを実現するには、マイコンが不可欠です。さらに、各種の絶縁型または非絶縁型のドライバが必要です。双方向 FET Q1/Q2 について、双方向 GaN LMG3660-Q1 を置き換えることができます。この統合型設計で使用されている主な TI コンポーネントの一覧を、マイコン、ドライバ、センサを含めて表 3-3 に示します。

表 3-3. TI 部品

	部品番号	仕様
MCU	F29H859TU-Q1	C2000 シリーズ
ローサイドドライバ	UCC27524A-Q1	2 チャネル
ローサイドドライバ	UCC27518A-Q1	1 チャネル
絶縁型ドライバ	UCC21351-Q1	基本絶縁型

表 3-3. TI 部品 (続き)

	部品番号	仕様
絶縁型ドライバ	UCC21551-Q1	強化絶縁型
絶縁型ドライバ	UCC5350L-Q1	強化絶縁型
ホール センサ	TMCS1133-Q1	CT の代替品
双方向 GaN	LMG3660-Q1	

## 4 まとめ

このアプリケーション ノートでは、DC リンク コンデンサをプリチャージするための 7 つの異なる設計を分析しました。従来型の設計は大きなパワー抵抗を使用するのが特徴で、電力密度が最も小さいのに対して、双方向 HV-LV DCDC は最大の電力密度を達成できます。部品表 (BOM) コストに関しても、従来型の設計が最も高価になります。BOM コスト、電力密度、電力損失などの各種パラメータについて、それぞれの設計の包括的な比較を表 4-1 に示します。

表 4-1. プリチャージの設計

設計	元の回路	絶縁型スイッチ ドライバ	アクティブ プリチャージ コントローラ	ディスクリート HV 降圧	独立した絶縁型 DCDC	双方向 HV-LV DCDC	統合型プリチャージ
Bom コスト	高	高	中	中	高	低	中
電力密度	低	低	中	中	中	高	高
電力損失	高	高	低	低	低	低	低

## 5 用語

HEV/EV - ハイブリッド電気自動車と電気自動車

HV - 高電圧

PCC - プリチャージ コンタクタ

EMR - 電気機械リレー

MCP - メイン コンタクタの正電圧

MCN - メイン コンタクタの負電圧

SSR - ソリッド ステート リレー

## 6 参考資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『高電圧システムでプリチャージ回路が必要な理由』、アプリケーション ブリーフ
2. テキサス・インスツルメンツ、『TIDA-050080: 過電流保護機能搭載、高電圧パッシブ プリチャージのリファレンス デザイン』、リファレンス デザイン
3. テキサス・インスツルメンツ、『TPSI31P1-Q1 17V 絶縁型ゲート ドライバとバイアス電源搭載、車載用アクティブ プリチャージ 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、『TPSI31P1-CALC』、計算ツール
5. テキサス・インスツルメンツ、『LM25037-Q1 デュアル モード PWM コントローラ、交流出力付きデータシート』、データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、『PMP41078』、製品ページ

## 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默示保証、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、明示的または默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、(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、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](#)、[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 © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月