

InnoSwitch4-CZ ファミリー

750 V PowiGaN、アクティブ クランプ ドライブ、及び同期整流搭載の
オフライン CV/CC ZVS フライバックスイッチング電源用 IC

製品ハイライト

高集積化、実装スペースの小型化

- ClampZero™ (アクティブ クランプ IC) 用ドライバを内蔵したゼロボルトスイッチング (ZVS) フライバック コントローラ
- 独自の制御アルゴリズムにより ZVS を DCM と CCM の両方で実現
- 堅牢な 750 V PowiGaN™ 一次側パワースイッチ
- 最大 155 kHz の定常時スイッチング周波数によりトランスサイズを最小化
- 同期整流ドライバ及び二次側検出回路
- FluxLink™、HIPOT 絶縁、フィードバック リンクを内蔵
- 外付け部品に依存しない、高精度 CV/CC 特性
- 外付けセンス抵抗を使用した、正確で調整可能な出力電流検出

EcoSmart™ - 高エネルギー効率

- 最大 95% の効率
- 入力センス回路を有し、この回路の使用時でも無負荷時待機電力 30 mW 未満

優れた保護/安全性

- SR FET のゲートオープン検出
- 高速な入力 UV/OV 保護
- 出力過電圧及び低電圧保護
- 出力過電流保護
- 過熱保護 (OTP)

オプション機能

- 可変出力電圧及び定電流プロファイル
- 出力 OVP/UVIP に対するオートリスタートまたはラッチ停止による異常応答
- マルチ出力の UV 異常スレッシュホールド
- ラッチ停止または自動復帰タイプの過熱保護

安全規格及び規制に準拠

- 強化絶縁 >4000 VAC
- 生産ラインでの HIPOT 100% テスト
- UL1577、TUV (EN62368-1)、CQC (GB4943.1) 安全認証取得
- 優れたノイズ耐性により、EN61000-4 suite、EN61000-4-2、4-3 (30 V/m)、4-4、4-5、4-6、4-8 (100 A/m)、4-9 (1000 A/m) に対してクラス "A" 性能基準をクリアする設計が可能

グリーン パッケージ

- ハロゲンフリー、RoHS 指令適合

用途

- 最大 220 W までの高密度フライバック設計
- 高効率 CV/CC 電源
- 高効率 USB PD アダプタ

概要

InnoSwitch™4-CZ ファミリーの IC は、ClampZero ファミリーのアクティブ クランプ IC と組み合わせて、特に小型構造を必要とするフライバック電源コンバータの効率を大幅に向上させます。InnoSwitch4-CZ ファミリーは、一次側コントローラと二次側コントローラ、PowiGaN パワースイッチ及び安全規格に適合したフィードバック (FluxLink) を 1 つの IC に内蔵しています。

InnoSwitch4-CZ と ClampZero を組み合わせることで、システム及び一次側パワースイッチの損失が大幅に減少し、非常に高い電力密度が可能になります。また、InnoSwitch4-CZ は、出力過電圧及び過電流制限、過熱シャットダウンを含む複数の保護機能を内蔵し、通常は 充電器、アダプタ、消費者向け電気製品、産業用システムなどの用途で必要とされるラッチ停止とオートリスタートの保護モードの組み合わせに対応しています。

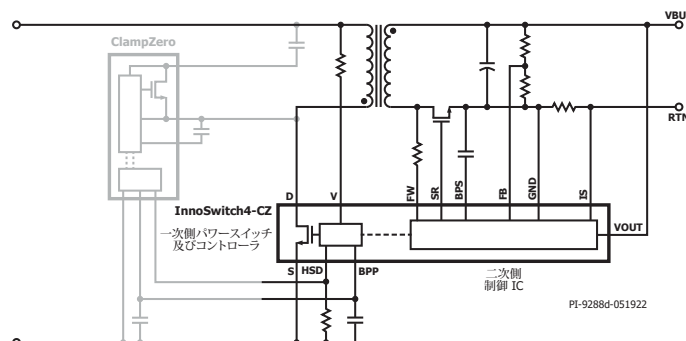


図 1. 標準的なアプリケーション回路図



図 2. 高治面距離、安全規格準拠 InSOP-24D パッケージ

出力電力テーブル

製品 ³	85-264 VAC		230 VAC ±15%	
	アダプタ ¹	オープンフレーム ²	アダプタ ¹	オープンフレーム ²
INN4072C	42 W	50 W	50 W	55 W
INN4073C	60 W	70 W	70 W	75 W
INN4074C	75 W	85 W	85 W	90 W
INN4075C	80 W	90 W	90 W	100 W
INN4076C	100 W	115 W	115 W	125 W
INN4077C	115 W	135 W	135 W	145 W
製品 ³	385 VDC (PFC 入力)			
	アダプタ ¹		オープン フレーム ²	
INN4174C	155 W		170 W	
INN4175C	160 W		180 W	
INN4176C	180 W		200 W	
INN4177C	200 W		220 W	

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

1. 周囲温度 40°C、標準的な換気なしの密閉型標準サイズ アダプタでの最小連続電力。最大出力電力は、パッケージ温度を 125 °C 未満にした状態で、設計によって異なります。
2. 最小のピーク電力容量。
3. パッケージ: InSOP-24D。

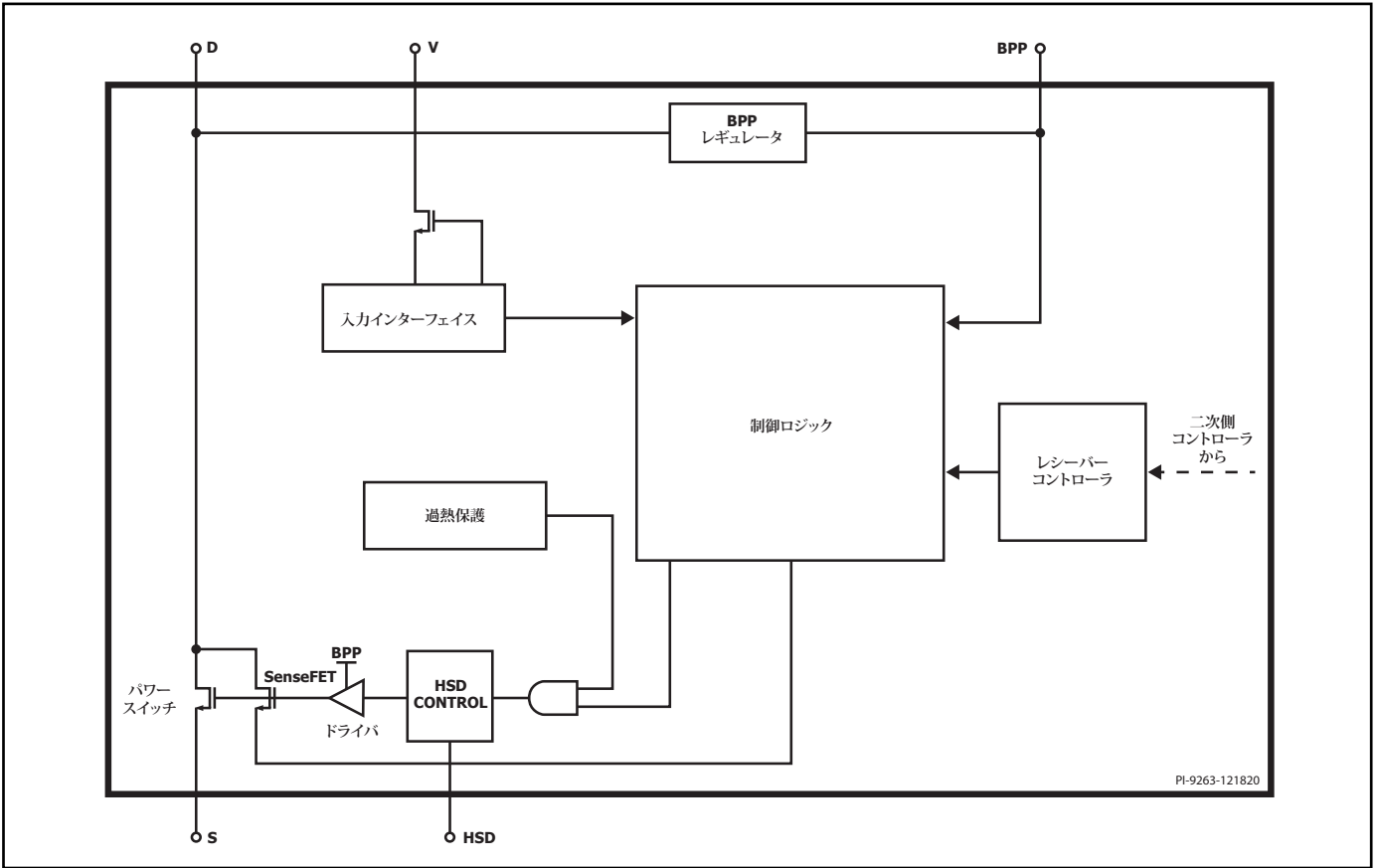


図 3. 一次側コントローラのブロック図

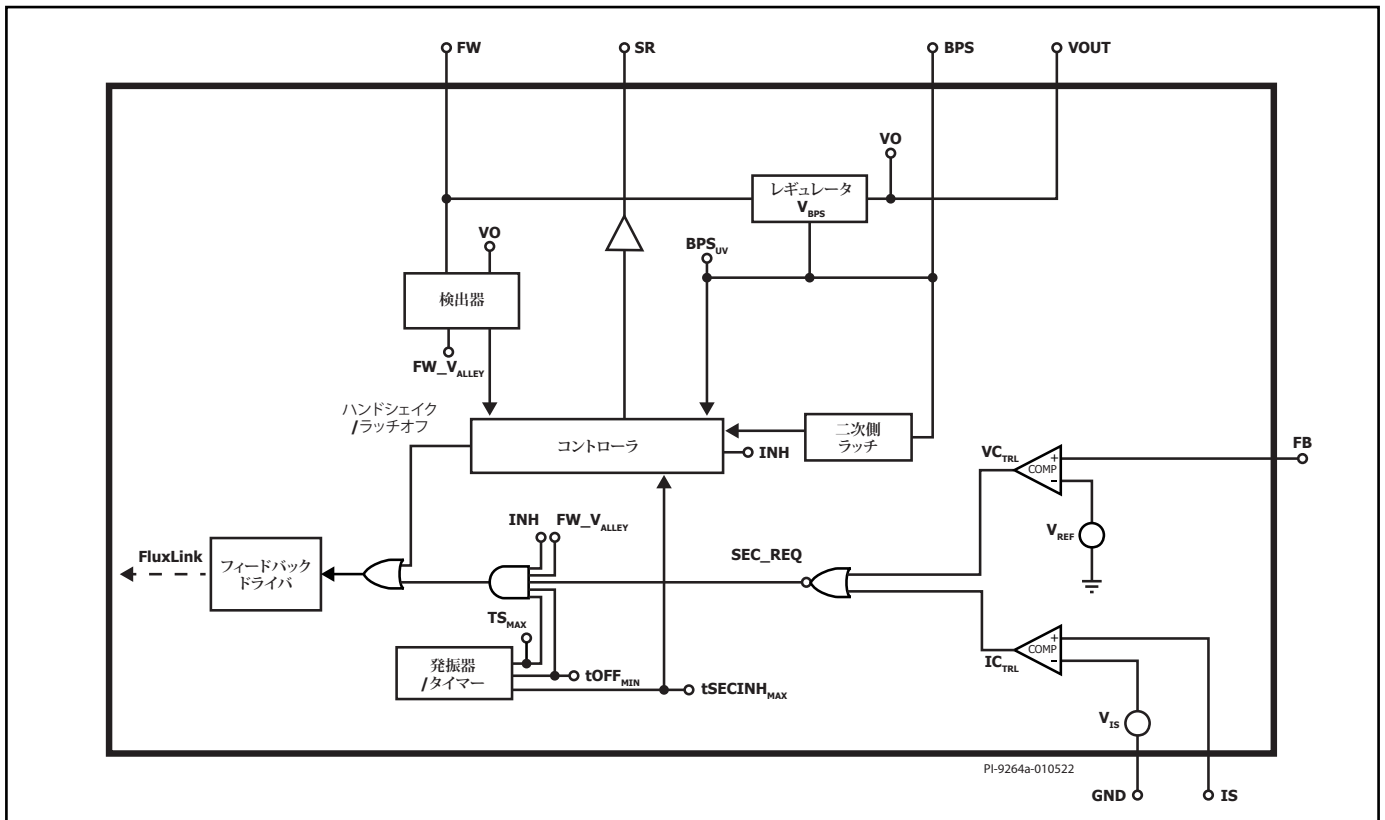


図 4. 二次側コントローラのブロック図

ピン機能の説明

ISENSE (IS) ピン (ピン 1)

電源リターン出力端子への接続。外付け電流センス抵抗をこのピンと GND ピンの間に接続します。電流レギュレーションが不要な場合、このピンは GND ピンに接続してください。

SECONDARY GROUND (GND) (ピン 2)

二次側 GND です。このピンと ISENSE ピンの間にセンス抵抗があるため、電源出力の GND ではないことに注意してください。

FEEDBACK (FB) ピン (ピン 3)

電源出力電圧を設定するために外付け抵抗分割回路に接続します。

SECONDARY BYPASS (BPS) ピン (ピン 4)

二次側電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE (SR) ピン (ピン 5)

外付け SR FET 用のゲートドライバです。SR FET を使用しない場合は、このピンを GND に接続してください。

OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピン (ピン 6)

出力電圧に直接接続します。二次側コントローラ用電源及び保護用の出力電圧センスとして使用します。

FORWARD (FWD) ピン (ピン 7)

トランスの出力巻線のスイッチングノードに接続し、一次側のスイッチングのタイミングを検知します。 V_{OUT} がスレッシュホールド値を下回った場合、二次側コントローラに電力を供給します。

NC ピン (ピン 8-12)

オープンのままにします。他のピンには接続しないでください。

UNDER / OVER INPUT VOLTAGE (V) ピン (ピン 13)

入力ブリッジの AC 側または DC 側に接続する高電圧ピンです。入力電圧の低電圧及び過電圧を検知します。UV/OV 保護機能を使用しない場合は、GND ピンに接続してください。

PRIMARY BYPASS (BPP) ピン (ピン 14)

一次側電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。標準の ILIM または ILIM+1 を選択するための ILIM 選択ピンでもあります。Clamp Zero の BP1 ピンに接続する必要があります。

HSD ピン (ピン 15)

アクティブ クランプのハイサイドドライブ信号。ClampZero の IN ピンに接続する必要があります。

SOURCE (S) ピン (ピン 16-19)

このピンは、パワースイッチのソースに接続されています。PRIMARY BYPASS ピンの基準電位でもあります。

DRAIN (D) ピン (ピン 24)

パワースイッチのドレイン端子です。

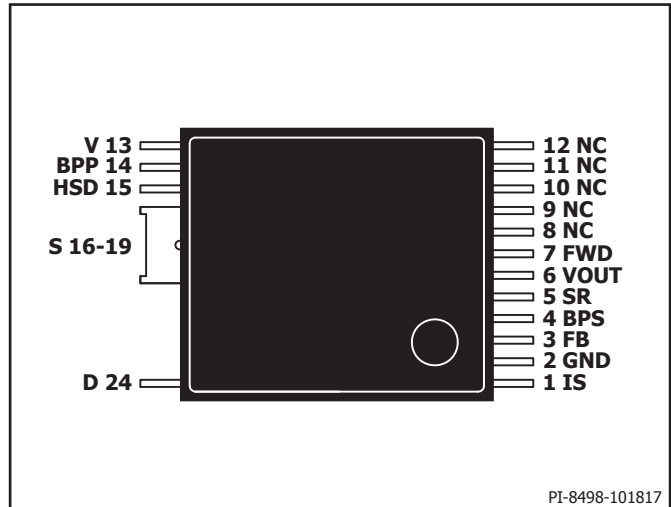


図 5. ピン配置図

InnoSwitch4-CZ の機能の概要

InnoSwitch4-CZ は、高耐圧パワースイッチ及び一次側と二次側の両方のコントローラを 1 つのデバイスに内蔵しています。

このアーキテクチャには、パッケージ リード フレーム及びボンディングワイヤを使用する独自のインダクティブ結合フィードバック メカニズム (FluxLink) を採用し、二次側コントローラから一次側コントローラにスイッチング要求を伝える、安全かつ高信頼、コスト効率の高い手段を提供します。

InnoSwitch4-CZ の一次側コントローラはゼロボルトスイッチング (ZVS) フライバックコントローラで、連続動作モード (CCM) 及び不連続動作モード (DCM) で動作し、スイッチング損失はほとんどありません。このコントローラは、可変周波数と可変カレントリミットの両方の制御方式により動作します。一次側コントローラは、周波数ジッター発振器、二次側コントローラに磁気結合された受信回路、カレントリミットコントローラ、PRIMARY BYPASS ピンに接続する 5 V レギュレータ、軽負荷動作時の可聴ノイズ低減エンジン、バイパス過電圧検出回路、無損失入力電圧検出回路、カレントリミット選択回路、過熱保護、リーディング エッジ ブランキング及びパワースイッチで構成されます。

InnoSwitch4-CZ の二次側コントローラは、一次側コントローラと磁気結合した送信回路、定電圧 (CV) 及び定電流 (CC) 制御回路、SECONDARY BYPASS ピンに接続する 4.5 V レギュレータ、同期整流器 FET ドライバ、QR モード回路 (DCM 動作での最適な ZVS のため)、発振器とタイミング回路、及び多くの内蔵保護機能で構成されます。

図 3 と図 4 に、最も重要な機能を表示した一次側コントローラと二次側コントローラの機能ブロック図を示します。

一次側コントローラ

InnoSwitch4-CZ は、効率の向上と出力電力容量の拡張を実現するために CCM/DCM 動作を可能にする可変周波数コントローラです。

PRIMARY BYPASS ピン レギュレータ

PRIMARY BYPASS ピンには、パワースイッチがオフ時に DRAIN ピンから電流を引き込むことによって PRIMARY BYPASS ピン コンデンサを V_{BPP} まで充電する内部レギュレータがあります。PRIMARY BYPASS ピンは、内部回路用電源ピンです。パワースイッチがオンすると、デバイスは、PRIMARY BYPASS ピン コンデンサのエネルギーによって動作します。

さらに、PRIMARY BYPASS ピンに外付け抵抗を介して電流が供給される場合、シャントレギュレータが PRIMARY BYPASS ピン電圧を V_{SHUNT} にクランプします。これにより、InnoSwitch4-CZ にバイアス巻線を介して外部電力を供給できるようになり、5V 出力設計の場合の無負荷時消費電力を 30 mW 未満に抑えることができます。

一次側バイパス ILIM プログラミング

InnoSwitch4-CZ IC では、PRIMARY BYPASS ピンのコンデンサ値を選択することでカレントリミット (ILIM) を設定します。このコンデンサにはセラミックコンデンサを使用できます。

標準 ILIM 設定と高 ILIM 設定には、それぞれ 0.47 μF と 4.7 μF の 2 つのコンデンサ容量を選択できます。

PRIMARY BYPASS の低電圧スレッシュホールド

PRIMARY BYPASS ピン低電圧回路は、定常動作中に PRIMARY BYPASS ピンの電圧が約 4.5V ($V_{BPP} - V_{BP(H)}$) を下回った場合にパワースイッチを停止します。PRIMARY BYPASS ピン電圧がこのスレッシュホールドを下回った後に、パワースイッチのターンオンを再度有効にするには、この電圧を V_{SHUNT} まで上昇させる必要があります。

PRIMARY BYPASS ピン過電圧機能

PRIMARY BYPASS ピンには、オプションのラッチ OV 保護機能があります。PRIMARY BYPASS ピンコンデンサに直列に接続した抵抗にツェナーダイオードを並列接続して、一次側バイアス巻線の過電圧を検出します。PRIMARY BYPASS ピンへの流入電流が I_{SD} を超えると、デバイスはラッチオフするか、またはパワースイッチのスイッチングを $t_{AR(OFF)}$ の間停止した後、コントローラが再起動して出力電圧を規定値に復帰させるを試みます。

VOULT OV 保護も二次側コントローラに内蔵機能として含まれます (「出力電圧保護」を参照)。

過熱保護

過熱保護回路は、一次側パワースイッチのダイの温度を検知します。スレッシュホールドは T_{SD} に設定され、オートリスタートタイプとラッチオフタイプがあります。

オートリスタートタイプ: ダイの温度がこのスレッシュホールドを上回ると、パワースイッチは停止します。ダイの温度が $T_{SD(H)}$ 下がるとスイッチングが再開されます。この大きなヒステリシスにより、継続的な異常状態による基板の過熱を回避できます。

ラッチオフタイプ: ダイの温度がこのスレッシュホールドを上回ると、パワースイッチは停止します。PRIMARY BYPASS ピンが $V_{BPP(RESET)}$ を下回るか、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンが UV (I_{UV}) スレッシュホールドを下回ると、ラッチ状態がリセットされます。

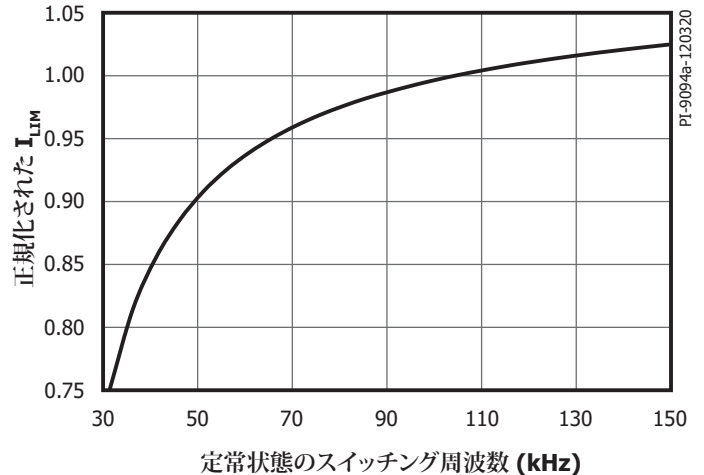


図 6. 正規化された一次側電流 - 周波数特性

カレントリミットの動作

一次側コントローラには、ひとつ前の一次側スイッチングサイクルの終了時点 (一次側パワースイッチがスイッチングサイクルの終わりにオフする時点) から時間とともに反比例するカレントリミット スレッシュホールドがあります。

この特性により、スイッチング周波数 (負荷) が増加するにつれて、一次側カレントリミットが増加します (図 6)。

このアルゴリズムには、デジタルフィードバック情報に瞬時に応答するという利点があります。これにより、スイッチングサイクルを要求するフィードバック信号を受信すると瞬時に応答し、一次側パワースイッチを最も効率的に使用できるようになります。

最大負荷時には、スイッチング電流は I_{LIM} の 100% に近づき、最大になります。負荷が減少するとカレントリミットの 30% まで低下します。カレントリミットが 30% まで低下すると、(可聴ノイズを十分に避けられるレベルにあるため) それよりも低下することはありません。スイッチングサイクルの間隔は、負荷の減少とともに増加します。

ジッター

正規化カレントリミットは、変調周波数 f_m において 100% と 95% の間で制御されます。これにより、約 100 kHz の平均周波数で約 7kHz の周波数ジッターになります。

オートリスタート

異常状態 (出力過負荷、出力短絡、または外付け部品/ピンの異常等) が発生した場合、InnoSwitch4-CZ はオートリスタート (AR) に移行するか、ラッチオフします。PRIMARY BYPASS ピンが約 3V を下回るか、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンが UV (I_{UV}) スレッシュホールドを下回ると、ラッチ状態がリセットされます。

オートリスタートでは、 $t_{AR(OFF)}$ の間、パワースイッチのスイッチングを停止します。オートリスタートに移行するモードは 2 つあります。

- 82 ms (t_{AR}) より長い期間、過負荷検出周波数 f_{OVL} を超える要求が二次側から継続して発生した場合。
- $t_{AR(SK)}$ より長い間、二次側からスイッチングサイクル要求がない場合。

二番目は、通信が切断され、一次側がリスタートを試みる場合です。通常の動作では発生しませんが、システムに対し ESD 発生時には考えられます。例えば、二次側コントローラへのノイズ干渉が原因で通信が切断される場合があります。この場合、オートリスタートオフ時間の後、一次側のリスタート時に正常復帰します。

オートリスタートは、ACリセットが行われるとすぐリセットされます。

SOA 保護

約 500 ns (ブランキング時間+カレントリミット遅延時間)以内に 110% I_{LIMIT} に達し、これが 2 サイクル連続で発生した場合、コントローラは 2.5 サイクルまたは約 25 μ s スキップします。これにより、大容量負荷時に起動時間が長くなることなくトランスのリセットのための十分な時間が確保されます。

入力電圧監視

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンは、入力の低電圧と過電圧の検出と保護に使用されます。

この機能を有効にするには、センス抵抗をブリッジ整流器の後段の高電圧 DC バルク コンデンサ (また、高速 AC リセットのためにはブリッジ整流器の前段) と UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの間に接続します。この機能を無効にする場合は、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンを一次側 GND にショートしてください。

起動時、一次側のバイパス コンデンサが充電され ILIM 設定値が決定した後、スイッチングの開始前に UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの状態がチェックされ、起動スレッシュホールドを上回り、過電圧シャットダウンスレッシュホールドを下回っていることを確認します。

通常の動作では、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの電流が停止スレッシュホールドを下回り、 t_{UV} よりも長い間停止スレッシュホールドを下回ったままになると、コントローラはオートリスタートに移行します。UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの電流が起動スレッシュホールドを上回ると、スイッチングが再開されます。

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの電流が過電圧スレッシュホールドを上回った場合も、コントローラはオートリスタートに移行します。この場合も、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの電流が通常動作範囲内に戻ると、スイッチングが再開されます。

入力 UV/OV 機能は、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンに接続された IC 内部の高耐圧 MOSFET を使用して消費電力を抑えます。サイクルオフ時間 t_{OFF} が 50 μ s を超える場合、内部高耐圧 MOSFET により、外部センス抵抗を内部 IC から切り離し、このセンス抵抗からの流入電流を遮断します。入力電圧検出機能は、次のスイッチングサイクルの開始時に再度有効になります。

HSD 動作

一次側コントローラが二次側から導通サイクル開始の要求を受信した場合、InnoSwitch4-CZ はまず信号を HSD ピンを介して送信し、 t_{HSD} の固定時間にわたって ClampZero のハイサイドスイッチをオンにします。ZVS のためにトランスのエネルギーを蓄積するのに必要な時間は、クランプ コンデンサとトランスの漏れインダクタンスによって変わります。この ON 時間の後、InnoSwitch4-CZ プログラムされた遅延 (HSD から ZVS への遅延プログラミングを参照) を待ってから、メインの一次側スイッチをオンにしてフライバック導通サイクルを開始します。

HSD - ZVS 間の遅延プログラミング INN407xC

ゼロボルトスイッチング (ZVS) を正常に実現するため、ClampZero スwitch のターンオフと InnoSwitch4-CZ の導通の間には遅延が必要です。低入力電圧/最大負荷での CCM 動作に、必要な遅延時間は、ドレイン ノード容量とトランスの漏れインダクタンスによって変わります。この遅延 t_{LDDL} を調整するには、抵抗を HSD ピンと SOURCE ピンの間に配置する必要があります。この抵抗は 4 つの遅延のいずれかをプログラムできます。ZVS 動作を最適化するには、この遅延をドレイン電圧の最低点で設定することが重要です。

HSD 抵抗	プログラムされた遅延 (t_{LDDL})
130 k Ω	80 ns
60 k Ω	100 ns
30 k Ω	120 ns
15 k Ω	140 ns

高入力電圧/最大負荷での DCM 動作に、必要な遅延時間は、ドレイン ノード容量と、トランスの磁気インダクタンスと漏れインダクタンスの合計によって変わります。遅延は t_{HDDL} (約 500 ns) に事前にプログラムされています。ただし、INN4073-5C では、遅延はあらかじめ $t_{HDDL} \sim 430$ ns にプログラムされます。

この遅延は入力電圧情報に基づいて t_{LDDL} と t_{HDDL} の間で切り替わります。UNDER/OVER VOLTAGE ピン電流が 53.75 μ A を超える場合、遅延は t_{HDDL} になり、電流が 7.5 μ A 低下するまで t_{HDDL} が維持され、その時点で t_{LDDL} が有効になります。ヒステリシスは、高入力 ZVS に対する遅延が長くなるように提供されます。

HSD - ZVS 間の遅延プログラミング INN417xC

PFC フロントステージを有している場合の最大負荷での DCM 動作に必要な遅延時間は、ドレイン ノード容量と、トランスの磁気インダクタンスと漏れインダクタンスの合計によって変わります。遅延時間が t_{HDDL} に固定され、HSD と SOURCE ピンの間の抵抗によって、3 つの遅延のうちいずれかをプログラムできます。

HSD 抵抗	プログラムされた遅延 (t_{HDDL})
130 k Ω	300 ns
60 k Ω	400 ns
30 k Ω	500 ns

*H188 の HSD - ZVS 間の遅延は INN407xC と同じです。

一次側 - 二次側ハンドシェイク

起動時に、一次側は最初にフィードバック情報なしでスイッチングを行います (これは標準的な TOPSwitch™、TinySwitch™、または LinkSwitch™ コントローラの動作に非常に似ています)。

オートリスタート オン時間 (t_{AR}) 中にフィードバック信号が受信されない場合、一次側はオートリスタート モードに入ります。通常の状態では、二次側コントローラが FORWARD ピンを介して、または OUTPUT VOLTAGE ピンから起動して制御を引き継ぎます。これ以降は、二次側によりスイッチングが制御されます。

一次側コントローラがスイッチングを停止する、または (二次側が制御している時の) 通常動作中に二次側からのサイクル要求に応答しないなどの状況が発生した場合、ハンドシェイクプロトコルが開始され、一次側のスイッチングが再開された時に二次側が制御を実行できるようにします。一次側が要求よりも多くのサイクルを供給していることを二次側が検出した場合にも、追加のハンドシェイクがトリガされます。

追加のハンドシェイクが必要になる可能性が最も高い状況は、入力が一時的に低下したために一次側がスイッチングを停止した場合です。一次側が動作を再開すると起動状態に戻り、二次側からのハンドシェイクパルスの検出を試みます。

一次側が 8 サイクル連続でスイッチング要求に応答したことを二次側が検出しない場合、または一次側が 4 サイクル以上連続でサイクル要求なしでスイッチングしたことを二次側が検出した場合、二次側コントローラは 2 回目のハンドシェイクシーケンスを開始します。これは、一次側がスイッチングしている間に SR FET が同時導通することを防止する追加の保護として機能します。この保護モードは、二次側が制御している間に一次側がリセットされた場合の出力過電圧も防止します。

待機とリッスン

入力電圧異常 (UV または OV) またはオートリスタートから最初に再起動した後、一次側がスイッチングを再開すると、一次側が制御しているときみなされ、制御を放棄させるためには二次側コントローラはハンドシェイクを成功させる必要があります。

追加の安全対策として、一次側はスイッチングの前にオートリスタートのオン時間 (t_{AR} 、約 82 ms) の間停止します。この「待機」期間の間、一次側は二次側の要求を「リッスン」します。約 30 μ s 間隔で 2 回連続して二次側の要求があった場合、一次側は二次側制御と判断し、スレーブ モードでスイッチングを開始します。 t_{AR} の「待機」期間中にパルスが発生しない場合は、ハンドシェイクパルスが受信されるまで、一次側は一次側による制御でスイッチングを開始します。

可聴ノイズ低減エンジン

InnoSwitch4-CZ にはアクティブな可聴ノイズ低減モードが備わっており、「周波数スキップ」動作モードにより) コントローラは 7 kHz から 12 kHz (143 μ s から 83 μ s) の (電源の機械構造が最も共振しやすく、ノイズの振幅が大きくなりやすい) 共振周波数帯を避けることができます。二次側コントローラからのスイッチング要求が最後の導通サイクルからこの時間枠内に発生すると、パワースイッチに対するゲート駆動が抑止されます。

二次側コントローラ

図 4 のブロック図に示されているように、IC は VOUT または FWD のいずれかによって供給される 4.5 V (V_{BPS}) レギュレータによって給電されます。SECONDARY BYPASS ピンは、外付けデカップリングコンデンサに接続され、レギュレータブロックから内部で電流供給されます。

FWD ピンからレギュレータへの充電能力は限られており、出力電圧が 5V 未満の場合には、 $V_{BPS(UVLO)(TH)}$ がトリガされる可能性があります。BPS 電圧を維持するには、外部バイアス電源の使用を検討する必要があります。

FORWARD ピンは、また、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに接続された SR FET をオンにするハンドシェイクとタイミングの両方で使用するために、負のエッジを検出するブロックに接続されます。FORWARD ピン電圧は、不連続モードでの動作時に SR FET をオフにするタイミングを決定するために使用します。これは、SR FET の $R_{DS(ON)}$ の電圧がゼロボルトを下回った時にオフになります。

連続モード (CCM) で動作している SR FET は、次のスイッチングサイクルを要求するフィードバック信号が一次側に送信されたときにオフになり、一次側パワースイッチのターンオンと重なることなく、優れた同期動作を実現します。

OUTPUT VOLTAGE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間の外付け抵抗分割回路の中間点は、出力電圧を制御するために FEEDBACK ピンに接続されています。内部電圧コンパレータの基準電圧は、 V_{FB} (1.265 V) です。

ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間に接続されている外付け電流感知抵抗は、定電流制御モードで出力電流を制御するために使用されます。

最小オフ時間

二次側コントローラは、一次側への FluxLink 接続を使用してサイクル要求を開始します。二次側サイクル要求の最大周波数は、最小サイクルオフ時間 ($t_{OFF(MIN)}$) で制限されます。これは、負荷にエネルギーを供給するために、一次側導通後のリセット時間を十分に確保するためです。

最大スイッチング周波数

二次側コントローラの最大スイッチ要求周波数は f_{SREQ} です。

周波数ソフトスタート

起動時、一次側コントローラは、最大スイッチング周波数が f_{SW} に制限され、100 kHz のスイッチング要求周波数で最大になるプログラム カレントリミットの 75% に制限されています。

二次側コントローラは、約 10 ms のソフトスタート タイマーが終了するまで一時的に FEEDBACK の短絡保護スレッショールド ($V_{FB(OFF)}$) を抑止します。ハンドシェイクの完了後に、二次側コントローラは 10 ms の期間に f_{SW} から f_{SREQ} までスイッチング周波数を直線的に上昇させます。

起動時に短絡または過負荷が発生した場合、デバイスは CC (定電流) モードに直接移行します。ハンドシェイクが行われた後、ソフトスタート タイマーの期限が切れる前に出力電圧が $V_{FB(AR)}$ スレッショールドを超えない場合、デバイスはオートリスタート (AR) に移行します。

二次側コントローラは、ソフトスタート期間が終了すると FEEDBACK 短絡保護モード ($V_{FB(OFF)}$) を有効にします。出力短絡によって、FEEDBACK ピンが短絡スレッショールドを下回り続けると、二次側はパルスの要求を停止し、オートリスタート サイクルのトリガが続きます。

出力電圧がソフトスタート期間内に設定値に到達すると、周波数上昇は直ちに停止され、二次側コントローラは全周波数での動作が許可されます。これにより、コントローラは設定値に達した直後に突然過渡的な負荷変動が発生した場合にレギュレーションを維持できます。周波数の上昇は、疑似共振検出プログラミングがすでに行われている場合にのみ中断されます。

最大二次側抑止期間

一次側のスイッチングの開始を求める二次側の要求は、最大周波数未満での動作を維持し、最小オフ時間を確保するために抑止されます。この制約に加えて、一次側パワースイッチの「ON」時間サイクル (サイクル要求から FORWARD ピンの立ち下がりエッジの検出の期間) の間、二次側のサイクル要求も抑止されます。サイクル要求後に FORWARD ピンの立ち下がりエッジが検出されない場合の最大タイムアウトは約 30 μ s です。

出力電圧保護

FEEDBACK ピンで検出された電圧がレギュレーション スレッショールドよりも 2% 高い場合、約 2.5 mA (最大 3 mA) のブリード電流が OUTPUT VOLTAGE ピンに流れます (弱いブリード)。FEEDBACK ピンの電圧が内部 FEEDBACK ピン基準電圧の 10% を超えて上昇すると、このブリード電流は約 200 mA に増加します (強いブリード)。OUTPUT VOLTAGE ピンの吸い込み電流は、一時的なオーバーシュートが発生した場合に出力電圧を放電することを目的としています。このモードでの動作中、二次側は一次側への制御を継続します。

FEEDBACK ピンの電圧がレギュレーション スレッショールドより 20% 高いことが検出されると、ラッチオフするか、またはオートリスタートシーケンスを開始するためのコマンドが一次側に送信されます (機能コードの補足情報の二次側異常応答を参照)。この内蔵 V_{OUT} OVP は、一次側検出 OVP と合わせて使用することも、独立して使用することもできます。

FEEDBACK ピンの短絡検出

起動時に検出された FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ を下回ると、二次側コントローラは、 $t_{SS(RAMP)}$ 期間に一次側をコントロールするためのハンドシェイクを完了させ、オートリスタートを開始するためにサイクル要求を停止します (一次側へのサイクル要求が $t_{AR(SK)}$ 秒より長い期間行われないと、オートリスタートがトリガされます)。

通常動作時、二次側は、FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ スレッショールドを下回ると、オートリスタート サイクルを開始するために一次側にパルス要求することを停止します。保護モードの deglitch フィルタ有効時間は約 10 μ s 以下です。二次側は、FEEDBACK ピンがグラウンドに短絡していることを検出すると、制御を放棄します。

オートリスタートのスレッショールド

FEEDBACKピンには、 $t_{FB(AR)}$ よりも長い間、フィードバック電圧が $V_{FB(AR)}$ を下回ったことを検知する内部コンパレータがあります。この異常状態が検出されると、二次側コントローラは制御を放棄します。このスレッショールドによって定電流 (CC) 動作の範囲が制限されます。

SECONDARY BYPASS ピン過電圧保護

InnoSwitch4-CZ 二次側コントローラには、PRIMARY BYPASS ピン OV 機能と同様の SECONDARY BYPASS ピン OV 機能があります。二次側が制御している時に、SECONDARY BYPASS ピンの電流が $I_{BPS(SD)}$ (約 7 mA) を超えると、二次側は一次側にコマンドを送信し、オートリスタート オフ時間 ($t_{AR(OFF)}$) またはラッチオフを開始します (機能コードの補足情報の二次側異常応答の欄を参照)。

出力定電流

InnoSwitch4-CZ は、ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間の外付け電流センス抵抗を介して出力電流を制御します。この抵抗で生成された電圧が、 $I_{SV(TH)}$ (約 35 mV) の内部基準と比較されます。定電流レギュレーションが不要な場合、ISENSE ピンは SECONDARY GROUND ピンに接続してください。

SR 停止保護

各サイクルにおける SR は、二次側コントローラによってセットサイクルが要求された場合のみ動作し、FORWARD ピンで負のエッジが検出されます。ISENSE ピンの電圧が CC スレッシュホールドの約 3 倍を超えた場合、SR FET ドライブは、サージ電流が通常のレベルに落ち着くまで停止します。

SR スタティックプルダウン

二次側が制御していない場合に SR ゲートを LOW レベルに維持します。SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンには内部にプルダウン回路「ON」デバイスが接続されており、ピンレベルを LOW にして、FORWARD ピンからの容量性カップリングによって生じる SR ゲート電圧を低下させます。

オープン SR 保護

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンオープンのシステム異常から保護するために、二次側コントローラには、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンが外付け FET に接続されていることを確認する保護モードがあります。SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの外部容量が 200 pF 未満の場合、デバイスは SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE が「オープン」で、駆動する FET がいないと見なします。検出されたピンの容量が 200 pF を超える場合、コントローラは SR FET が接続されていると見なします。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンがオープンであることが検出されると、二次側コントローラはオートリスタートを開始するために一次側にパルスを要求することを停止します。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンが起動時にグラウンドに接続されている場合、SR ドライブ機能は無効になり、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンのオープン保護モードも無効になります。

DCM 動作モードと CCM 動作モードでの ZVS 動作

スイッチング損失を低減して変換効率を向上させるため、InnoSwitch4-CZ は、各導通サイクル前に一次側パワースイッチの電圧を強制的にゼロにする手段として、付随する ClampZero デバイスへのドライブ信号を備えています。DCM と CCM の両方でこの動作モードが自動的に動作し、システム設計が劇的に簡素化されます。DCM では、ハイサイド クランプ スイッチのストレスが最小化され、クランプスイッチのターンオンのタイミングが制御されます。導通サイクルをドレイン電圧リングのピークに制限することで、ClampZero スイッチのスイッチング損失が最小化されます。

この動作では、一次側での磁気リングのピークを検出するのではなく、FORWARD ピンの谷電圧が出力電圧レベルを下回って下降することを検出して二次側要求のゲート制御に使用され、一次側コントローラのスイッチ「オン」サイクルを開始させます。

二次側コントローラは、コントローラが不連続モードに移行したことを検出し、一次側パワースイッチの最大スイッチング電圧に対応する二次側サイクル要求ウィンドウを開きます。

二次側のバレースイッチングは、DCM が検出された後、または (FORWARD ピン) リング振幅 (pk-pk) が $>2V$ になると、20 μs 間有効になります。その後、バレースイッチングは無効になり、この時点より二次側からの要求によってアクティブ クランプ スイッチのスイッチングが行われるようになります。

二次側コントローラには、FORWARD ピンがグラウンドを下回ってリングングした場合に一次側の「ON」サイクルの誤検出を防止するために、約 800 ns のブランキング時間が組み込まれています。

InnoSwitch3 デバイスとは異なり、バレースイッチング モードは一次側パワースイッチのターンオンを開始する直接的な役割を果たしません。代わりにアクティブ クランプ回路が ZVS での動作に必要な低 VDS 状態を一次側パワースイッチに形成します。

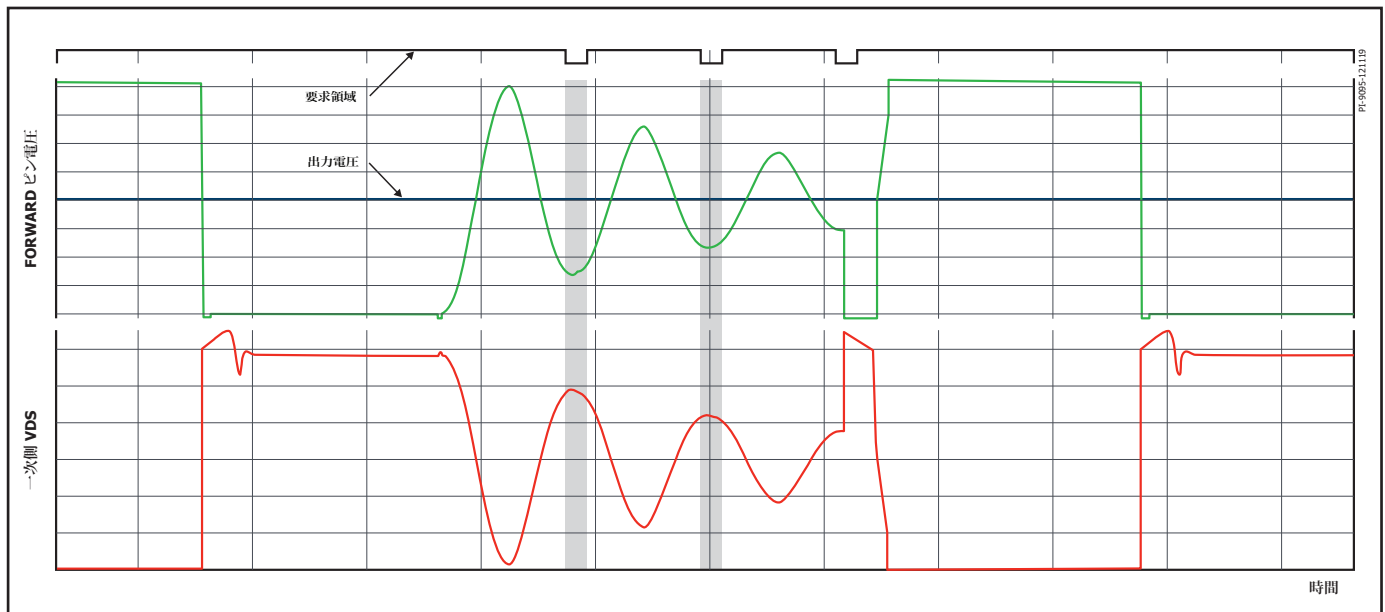


図 7. インテリジェントゼロ電圧スイッチング。

ピーク電力供給

出力過負荷応答は、IS ピンが GND にショートされているか、または、過負荷スレッシュホールドを設定するための電流センス抵抗が接続されているかによって異なります。

IS ピンに外部電流センス抵抗がある場合、InnoSwitch には 2 つの異なる方法で過負荷応答を設定するオプションがあります。

FEEDBACK ピンのオートリスタートが有効になっているデバイスの場合、負荷電流が IS ピン抵抗によって設定されるカレントリミットのスレッシュホールドに達すると、出力電圧は低下し始め、AR タイマーを超える期間にわたって AR スレッシュホールドを下回ると、オートリスタートが発生します。

過負荷応答用に設定されているデバイスの場合、負荷電流が電流センススレッシュホールドを超えても、出力電圧は低下せず、負荷電流が AR タイマーを超える期間にわたって電流センススレッシュホールドを超えたままである場合、オートリスタートタイマーが開始し、オートリスタートが発生します。

IS ピンが GND ピンにショートされている場合、過負荷応答は動作状態によって大きく異なります。フィードバックのオートリスタートが有効に設定されている ($V_{FB(AR)}$) デバイスの場合、出力電圧がオートリスタートタイマー ($t_{FB(AR)}$) を超える期間にわたってオートリスタートスレッシュホールドを下回ると、オートリスタートが発生します。フィードバックのオートリスタートが有効ではないデバイスの場合、一次側がオートリスタートのオン時間 (t_{AR}) を超える期間にわたり過負荷周波数制限 (f_{OVL}) を上回ってスイッチングすると、オートリスタートが発生します。

DCM 専用モード

PFC 入力または高入力電圧設計の INN417xC の場合、一次側のターンオン時に SR スパイク電圧が低くなるため、DCM が常に推奨されます。InnoSwitch4-CZ には、DCM スwitching サイクルのみを可能にするオプションがあります。最短のスイッチングウィンドウは、FORWARD ピン電圧からの共振リングの最初の谷で有効になりますこの機能を有効にして、設計範囲全体にわたり電力供給を確実にするためには $K_p > 1.2$ が推奨されます。

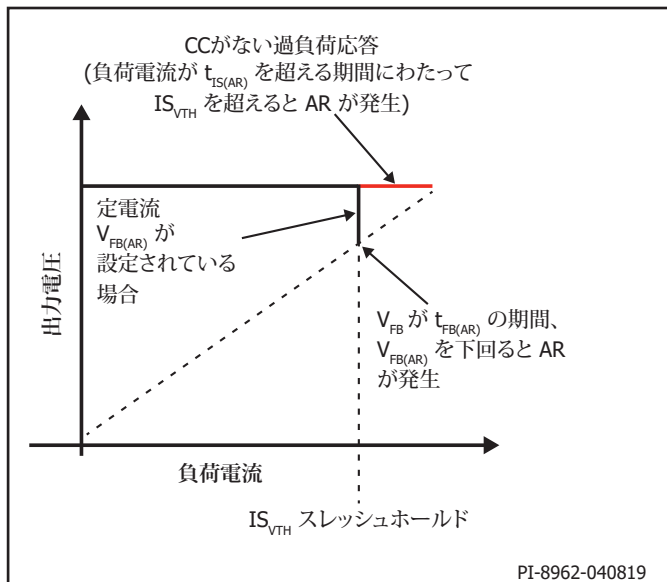


図 8. 電流センス抵抗による過負荷応答

これらの 2 つのケースを上記の図 8 に示します。

応用例 1

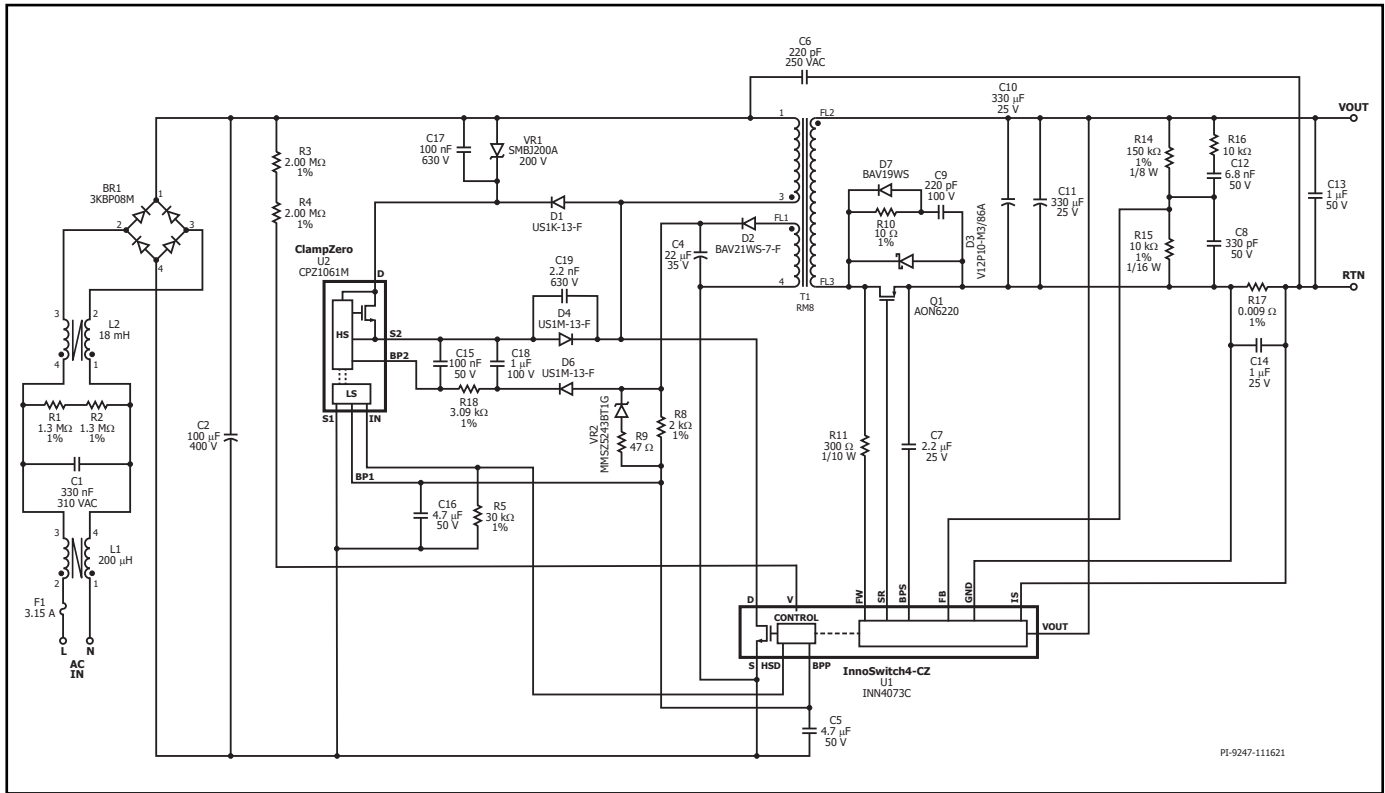


図 9. Schematic 20 V / 3.25 A ノートブック アダプタ電源。

図 9 に示す回路は、INN4073C と CPZ1061M を使用した 20 V、3.25 A の単一出力電源です。この単出力設計は、DOE レベル 6 及び EC CoC v5 に準拠します。

入力ヒューズ F1 は、回路を絶縁し、部品異常から保護します。また、共通モードチョーク L1 及び L2 とコンデンサ C1 は、EMI を低減させます。ブリッジダイオード BR1 は、AC 入力電圧を整流します。また、フィルタコンデンサ C2 で全波整流 DC を生成します。電源の出力と入力の間で接続されている Y コンデンサ C6 は、共通モード EMI を低減させます。

電源が AC 主電源から切断されると、抵抗 R1 と R2 はコンデンサ C1 を放電します。

一次側トランスの一端は整流 DC バスに接続され、もう一端は InnoSwitch4 IC (U1) の内蔵パワースイッチのドレイン端子に接続されます。抵抗 R3 と R4 は、入力電圧センス抵抗で、これらの抵抗を介して低電圧及び過電圧保護を行います。

ダイオード D1 とコンデンサ C17 で形成される一次側クランプは、U1 に内蔵されるパワースイッチのターンオフ時にドレイン端子のピーク電圧を制限します。トランス T1 の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーは、コンデンサ C17 に転送されます。また、使用される容量値に応じて、磁気エネルギーの一部が C17 に転送されます。電源に何らかの異常が発生した場合、VR1 は過大なドレイン電圧から InnoSwitch4 を保護するために使用されます。

FluxLink 信号が二次側から受信されると、InnoSwitch4 は ClampZero デバイスをオンにするための HSD 信号を生成します。ClampZero IC (U2) がオンになると、InnoSwitch4 一次側パワースイッチのソフトスイッチングを行うために、クランプコンデンサ C17 は CCM 動作の場合はトランスの漏れインダクタンスを充電し、DCM の場合はトランスの漏れインダクタンスと磁気インダクタンス両方の充電を開始します。超高速ダイオード D1

と D4 は、トランス電流を ClampZero のハイサイドスイッチのボディダイオードから迂回させ、逆回復エネルギーを最小化するために使用されます。一次側パワースイッチでゼロボルトスイッチングを実現するためにハイサイドスイッチがオフになった瞬間からわずかな遅延が提供されます。この遅延は、R5 のさまざまな抵抗値によってプログラム可能です。コンデンサ C19 は、ClampZero IC (U2) の電圧を下げて、ソフトターンオンを実現します。

コンデンサ C16 は、BP1 ピンでローカルデカップリングを提供するために使用されます。コンデンサ C15 は、BP2 ピンのデカップリングを提供します。ダイオード D6 とコンデンサ C18 は、ブートストラップ回路を形成し、ハイサイド BP2 ピンにバイアスを提供します。これにより、ハイサイド内部タップのターンオンが防止され、ドレインタップでの過剰なエネルギー損失が最小限に抑えられます。抵抗 R18 は BP2 ピンに流れる電流を制限します。

InnoSwitch4 IC は、最初に AC 印加された時に内部の高電圧電流源により PRIMARY BYPASS ピンコンデンサ (C5) を充電することでセルフスタートします。通常動作時、一次側ブロックには、トランス T1 の補助巻線から電源が供給されます。補助巻線 (またはバイアス巻線) の出力は、ダイオード D2 を経由して整流され、コンデンサ C4 によりフィルタされます。抵抗 R8 は InnoSwitch4 IC (U1) の PRIMARY BYPASS ピンに供給される電流を制限します。

出力レギュレーションは変調制御によって行われ、スイッチングサイクルの周波数と ILIM は出力負荷に基づいて調整されます。高負荷時には、スイッチングサイクルのほとんどが有効になります。この場合、設定されたカレントリミット範囲の ILIM の値は高くなります。軽負荷時または無負荷時には、サイクルのほとんどが無効で、この場合、ILIM の値は低くなります。その動作状態において一度サイクルが有効になると、一次側電流が徐々に上昇してそのデバイスのカレントリミットに達するまで、パワースイッチはオンのままになります。

一次側過電圧保護のラッチオフ/オートリスタートは、電流制限抵抗 R9 とツェナーダイオード VR2 を使用して実現します。フライバック コンバータでは、補助巻線の出力はコンバータの出力電圧に応じて変わります。コンバータの出力に過電圧が発生した場合は、補助巻線の電圧が上昇して VR2 がブレイクダウンすると、電流が InnoSwitch4 IC U1 の BPP ピンに流入します。BPP ピンに流れる電流が I_{SO} スレッシュホールドを超えると、U1 コントローラはラッチオフし、それ以上の出力電圧の上昇を防止します。

InnoSwitch4 IC の二次側は、出力電圧検出、出力電流検出、同期整流用 MOSFET のドライブを行います。トランスの二次側は SR FET Q1/D3 によって整流され、コンデンサ C10 及び C11 によってフィルタされます。コンデンサ C13 は高周波出力電圧リップルを低減させるために使用します。放射 EMI を発生するスイッチング時の高周波リングは、RCD スナバ (R10、C9 及び D7) によって低減します。ダイオード D7 は、抵抗 R10 の消費電力を最小限に抑制するために使用します。

Q1 は、IC U1 の二次側コントローラによって、抵抗 R11 を介して検出され、IC の FWD ピンに入力される巻線電圧に基づいてオンになります。

連続動作モード時、SR MOSFET は、二次側が一次側に新しいスイッチング サイクルを要求する直前に、オフになります。不連続モード動作時は、パワー MOSFET は MOSFET の電圧降下がスレッシュホールドの約 $V_{SR(TH)}$ を下回るとオフになります。

IC U1 の二次側は、二次側巻線の順方向電圧または出力電圧によって自己給電されます。IC U1 の BPS ピンに接続されているコンデンサ C7 は、内部回路のためのデカップリングを提供します。

定電流 (CC) レギュレーション スレッシュホールドを下回る場合、デバイスは定電圧モードで動作します。定電圧 (CV) モード動作時、出力電圧レギュレーションは分圧する抵抗 R14 及び R15 を介して出力電圧を検出することで実現されます。R15 の電圧は内部基準電圧スレッシュホールド 1.265 V で FEEDBACK ピンに入力されます。出力電圧は FEEDBACK ピンで 1.265 V の電圧が得られるように制御されます。コンデンサ C8 は、FEEDBACK ピン信号のノイズフィルタです。

CC 動作時に出力電圧が降下すると、デバイスは二次側巻線から直接自己給電します。一次側パワースイッチのオン期間中、二次側巻線に現れる順方向電圧は、抵抗 R11 及び内部レギュレータを介してデカップリング コンデンサ C7 を充電するために使用されます。これにより、出力電圧が約 3.4 V まで定電流レギュレーションが可能です。出力電流は IS と SECONDARY GROUND ピン間の抵抗 R17 によって検出され、損失軽減のためスレッシュホールドは約 35 mV です。C14 は、IS ピンを外部ノイズからフィルタリングします。電流検出スレッシュホールドを超えると、デバイスはスイッチングパルスの数を制御して、固定出力電流を維持します。

応用例 2

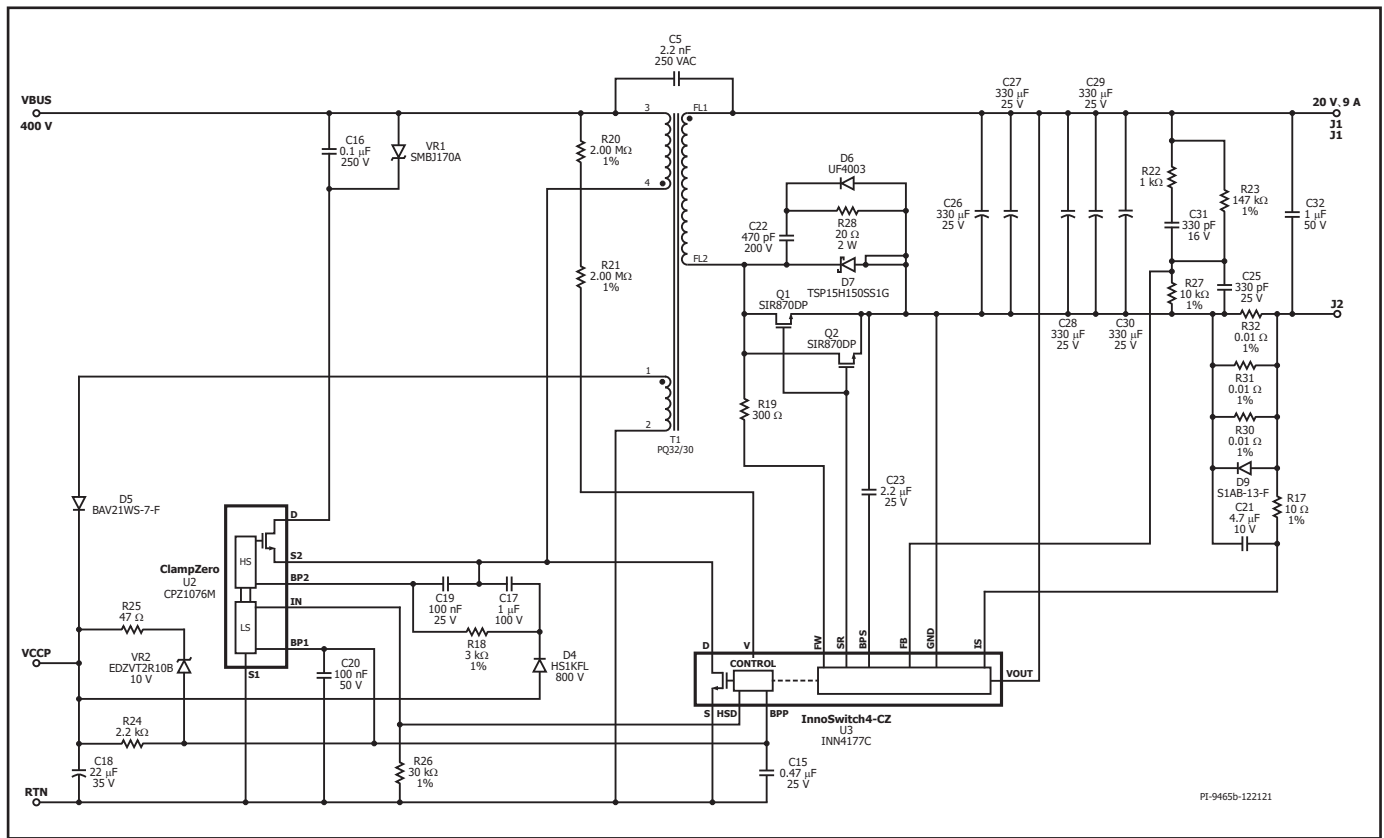


図 10. 回路図 20 V / 9 A 電源。

図 10 に示す回路は、INN4177C 及び CPZ1076M を使用した DC/DC ステージ 20 V、9 A の単一出力電源です。この単一出力設計は、DOE レベル 6 及び EC CoC v5 に準拠します。

電源の出力と入力に接続されている Y コンデンサ C5 は、共通モード EMI を低減します。

一次側トランスの一端は整流 DC バスに接続され、もう一端は InnoSwitch-4 IC (U3) の内蔵パワースイッチのドレイン端子に接続されます。抵抗 R20 と R21 は、入力電圧センス抵抗で、これらの抵抗を介して低電圧及び過電圧保護を行います。

U2 のスイッチとコンデンサ C16 で形成される一次側クランプは、U3 に内蔵されるパワースイッチのターンオフ時に U3 のピークドレイン電圧を制限します。トランス T1 の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーは、コンデンサ C16 に転送されます。また、磁気エネルギーの一部が、使用される容量値に応じて C16 に転送されます。VR1 は、電源に何らかの異常が発生した場合に InnoSwitch-4 を過剰なドレイン電圧から保護するために使用されます。

FluxLink 信号が二次側から受信されると、InnoSwitch-4 は ClampZero デバイスをオンにするための HSD 信号を生成します。ClampZero IC (U2) がオンになると、InnoSwitch-4 一次側パワースイッチのソフトスイッチングを実現するために、クランプ コンデンサ C16 は CCM 動作の場合はトランスの漏れインダクタンスを、DCM 動作の場合はトランスの漏れインダクタンスと磁気インダクタンスの両方の充電を開始します。一次側パワースイッチでゼロボルトスイッチングを実現するためにハイサイドスイッチがオフになった瞬間からわずかな遅延が提供されます。この遅延は、R26 のさまざまな抵抗値によってプログラム可能です。

コンデンサ C20 は、BP1 ピンでローカルデカップリングを提供するために使用されます。コンデンサ C19 は、BP2 ピンのデカップリングを提供します。ダイオード D4 とコンデンサ C17 は、ハイサイド BP2 ピンのバイアスを提供するためのブートストラップ回路を形成します。抵抗 R18 は BP2 ピンに流れる電流を制限します。

InnoSwitch-4 IC は、最初に AC 入力印が加えられた時に内部の高電圧電源により PRIMARY BYPASS ピンコンデンサ (C15) を充電することでセルフスタートします。通常動作時、一次側ブロックには、トランス T1 の補助巻線から電源が供給されます。補助巻線 (またはバイアス巻線) の出力は、ダイオード D5 を経由して整流され、コンデンサ C18 によりフィルタされます。抵抗 R24 は、InnoSwitch-4 IC (U3) の PRIMARY BYPASS ピンに供給される電流を制限します。

出力レギュレーションは変調制御によって行われ、スイッチングサイクルの周波数と ILIM は出力負荷に基づいて調整されます。高負荷時には、スイッチングサイクルのほとんどが有効になります。この場合、設定されたカレントリミット範囲の ILIM の値は高くなります。軽負荷時または無負荷時には、サイクルのほとんどが無効で、この場合、ILIM の値は低くなります。その動作状態において一度サイクルが有効になると、一次側電流が徐々に上昇してそのデバイスのカレントリミットに達するまで、パワースイッチはオンのままになります。

一次側過電圧保護のラッチオフ/オートリスタートは、電流制限抵抗 R25 とツェナーダイオード VR2 を使用して実現します。フライバックコンバータでは、補助巻線の出力はコンバータの出力電圧に応じて変わります。コンバータの出力に過電圧が発生した場合、補助巻線電圧が上昇し、VR2 がブレイクダウンします。これにより、InnoSwitch-4 IC U3 の BPP ピンに

電流が流入します。BPP ピンに流れる電流が ISD スレッシュホールドを超えると、U3 コントローラはラッチオフし、それ以上の出力電圧の上昇を防止します。

InnoSwitch-4 IC の二次側は、出力電圧検出、出力電流検出、及び同期整流用 MOSFET へのドライブを行います。トランスの二次側は、SR FET の Q1、Q2 及びダイオード D7 によって整流され、コンデンサ C26 – C30 によってフィルタされます。コンデンサ C32 は、高周波出力電圧リップルを低減させるために使用します。放射 EMI を発生するスイッチング時の高周波リングは、RCD スナバ (R28、C22、及び D6) によって低減します。ダイオード D6 は、抵抗 R28 の消費電力を最小限に抑制します。

Q1 及び Q2 は、IC U3 の二次側コントローラによって、抵抗 R19 を介して検出され、IC の FWD ピンに輸入される巻線電圧に基づいてオンします。

連続動作モード時、SR MOSFET は、二次側が一次側に新しいスイッチングサイクルを要求する直前に、オフします。不連続モード動作時は MOSFET の電圧降下がスレッシュホールド (約 $V_{SR(TH)}$ mV) を下回るとパワー MOSFET がオフになります。

IC U3 の二次側は、二次側巻線の順方向電圧または出力電圧によって自己給電されます。IC U3 の BPS ピンに接続されているコンデンサ C23 は、内部回路のためのデカップリングを提供します。

CC スレッシュホールドを下回る場合、デバイスは定電圧モードで動作します。定電圧モード動作時、抵抗 R23 及び R27 を介して出力電圧を検出し、R27 の電圧は内部基準電圧スレッシュホールド 1.265 V で FB ピンに輸入されます。出力電圧は FB ピンで 1.265 V の電圧が得られるように制御されます。コンデンサ C25 は、FB ピン信号のノイズ フィルタです。抵抗 R22 は C31 とともにフィードフォワード回路を形成し、出力リップルを低減します。

CC 動作時に出力電圧が降下すると、デバイスは二次巻線から直接自己給電します。一次側パワー スイッチのオン期間中、二次側巻線に現れる順方向電圧は、抵抗 R19 及び内部レギュレータを介してデカップリング コンデンサ C23 を充電するために使用されます。これにより、トリム構成に応じて、約 3.4 V に低下するまで出力電流レギュレーションを維持できるようになります。出力電流は、IS ピンと SECONDARY GROUND ピン間の抵抗 R30 – R32 の電圧降下を監視することで検出します。損失軽減のためスレッシュホールドは約 35 mV です。抵抗 R17 とコンデンサ C21 は、IS ピンを外部ノイズからフィルタリングします。電流検出スレッシュホールドを超えると、デバイスはスイッチングパルス数を制御して、固定出力電流を維持します。

応用時の重要検討項目

出力電力テーブル

データシートに記載の出力電力テーブル (テーブル 1) は、以下の想定条件下で得られる最大の連続出力電力レベルを示します。

1. 最小 DC 入力電圧が、85 VAC 入力では 90 V 以上、230 VAC 入力または倍電圧使用時の 115 VAC 入力では 220 V 以上。入力コンデンサの電圧は、AC 入力設計に対するこれらの条件を満たす必要があります。
2. 想定効率は電力レベルに依存します。最小デバイスのその電力レベルにおける効率は 87% 以上、最大デバイスの効率は 92% 以上を想定しています。
3. $\pm 7\%$ のトランスの一次インダクタンス公差。
4. 跳ね返り電圧 (VOR) は、ユニバーサル入力の最小入力電圧に対して $K_p = 0.7$ 、高入力設計に対して $K_p = 1.2$ を維持するように設定されます。
5. アダプタに対する最大導通損失は 0.6 W に制限されています (オープン フレーム設計に対しては 0.8 W)。
6. ピーク電力及びオープン フレーム電力設計ではハイ カレント リミットを選択し、アダプタ設計では標準カレント リミットを選択。
7. SOURCE ピン温度を 110 °C 以下に保つように、SOURCE ピンを十分な大きさの銅面に半田付け実装、または、ヒートシンクを使用。
8. オープン フレーム設計で 50 °C、密閉型アダプタで 40 °C の周囲温度。
9. K_p は一次電流のピークに対するリップルの比率で、1 未満に設定。スイッチングサイクルの中断による電力供給の低減を防ぐには、過渡 K_p リミットを 0.25 以上にすることを推奨します。これにより、パワースイッチのターンオン時に初期カレントリミット (I_{INT}) を超えることを抑止します。

一次側過電圧保護 (ラッチオフ/オートリスタート モード)

InnoSwitch4-CZ IC の一次側出力過電圧保護では、 I_{SD} のスレッシュホールド電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるとトリガされる、機能コードに応じた内部保護を使用します。内部フィルタに加えて、PRIMARY BYPASS ピン コンデンサが外部フィルタを形成してノイズ耐性を高めます。バイパス コンデンサを高周波フィルタとして効果を高めるには、コンデンサをデバイスの SOURCE ピン及び PRIMARY BYPASS ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。

一次側検出 OVP 機能は、整流及びフィルタされたバイパス巻線出力と PRIMARY BYPASS ピンをツェナー ダイオード、抵抗、及びブロッキング ダイオードで直列に接続することで実現します。整流及びフィルタされたバイパス巻線電圧が想定よりも大きくなる場合があります (目的の値の 1.5 倍から 2 倍)。これは、バイパス巻線と出力巻線のカップリングが不十分で、バイパス巻線の電圧波形にリングングが発生したことが原因です。そのため、整流されたバイパス巻線電圧を測定することを推奨します。この測定は、最小入力電圧で、出力に最大の負荷をかけて行うことが理想です。この測定電圧は、一次側検出 OVP を実現するために必要な部品を選択するために使用します。OVP トリガが想定されるバイパス巻線の整流電圧よりも約 6 V 低いクランプ電圧のツェナー ダイオードを選択することを推奨します。ブロッキングダイオードの順方向電圧降下は 1 V と想定し、小信号の標準リカバリ ダイオードを推奨します。ブロッキング ダイオードは、起動時の逆電流によるバイパス コンデンサの放電を防止します。最後に、出力過電圧時に

I_{SD} よりも大きな電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるように必要な直列抵抗の値を計算します。

無負荷時待機電力の削減

InnoSwitch4 IC は、内部電流源を介して充電した BYPASS ピン コンデンサから自己給電モードで起動します。内部電流源は設定時に ClampZero デバイスの BP1 ピン デカップリング コンデンサも充電します。ただし、InnoSwitch4 IC がスイッチングを開始した後は、PRIMARY BYPASS ピンへの電流供給にバイパス巻線の使用が必要です。トランスに備えた補助 (バイパス) 巻線を使用します。バイパス巻線から PRIMARY BYPASS ピンに電流供給することにより、無負荷時消費電力が 30 mW 未満の電源を実現します。電源がスイッチングを開始すると、ClampZero デバイスのハイサイド BP2 ピン デカップリング コンデンサは ClampZero デバイスの内部電流源からエネルギーを消費します。図 9 の抵抗 R8 は、無負荷時入力電力が最小になるように調整する必要があります。

二次側過電圧保護 (オートリスタート モード)

InnoSwitch4-CZ IC の二次側出力過電圧保護では、SECONDARY BYPASS ピンに流れる電流が $I_{BPS(SD)}$ のスレッシュホールドを超えるとトリガされる内部オートリスタート回路を使用します。出力から SECONDARY BYPASS ピンにツェナーダイオードを接続することで、出力電圧を直接検知する OVP 機能を実現します。ツェナー ダイオードの電圧は、 $1.25 \times V_{OUT}$ と SECONDARY BYPASS ピン電圧の 4.5 V の差になるようにする必要があります。SECONDARY BYPASS ピンへの最大電流を制限するために、OVP ツェナー ダイオードと直列に小さな値の抵抗を追加する必要があります。

部品の選択

InnoSwitch4-CZ

一次側回路の部品

BPP コンデンサ

InnoSwitch4-CZ IC の PRIMARY BYPASS ピンから GND に接続された一次側コントローラのデカップリング コンデンサは、カレントリミットの選択にも使用されます。0.47 μ F または 4.7 μ F のコンデンサを使用できます。電解コンデンサを使用することもできますが、両面基板では多くの場合、コンデンサを IC の近くに配置できることから、表面実装の積層セラミックコンデンサを推奨します。小型であるため、コンパクトな電源に最適です。容量の最小要件を満たすために、少なくとも 10 V、0805 またはそれより大きい定格の X5R または X7R 誘導体コンデンサを推奨します。X7R、X5R などのセラミック コンデンサ タイプの名称は、メーカーや製品ファミリーが異なると、電圧係数も同じとは限りません。コンデンサのデータシートを確認して、5V 印加時のコンデンサ容量が 20% 以上低下しないものを選択することを推奨します。Y5U または Z5U/0603 定格の MLCC を使用しないでください。このタイプの SMD セラミックコンデンサの電圧及び温度係数は非常に低いからです。

バイパス巻線と外部バイパス回路

InnoSwitch4-CZ の DRAIN ピンから一次側コントローラの PRIMARY BYPASS ピンに接続された内部レギュレータによって、PRIMARY BYPASS ピンに接続されているコンデンサが充電され、起動が可能になります。トランスには適切なダイオードとフィルタ コンデンサを合わせてバイパス巻線を設け、少なくとも 4 mA の電流を PRIMARY BYPASS ピン 及び ClampZero デバイスの BP1 ピンと BP2 ピンに供給することが出来るバイパス回路を作成します。

バイアス巻線については、最小定格出力電圧時に最小の負荷条件で、バイアス巻線電圧が 7 V ~ 8 V になるように巻数比を選択します。この電圧値を下回ると、無負荷時入力電力が高くなります。

USB PD または急速充電アプリケーションでは、出力電圧範囲は非常に広がります。たとえば、45 W アダプタは 5 V、9 V、及び 15 V をサポートする必要があります。このような広い出力電圧の変動により、バイアス巻線の出力電圧も大きく変動します。InnoSwitch4-CZ の PRIMARY BYPASS ピンに流入する電流を制限するには、一般的にリニアレギュレータ回路が必要です。

230 VAC の入力電圧で電源を動作させる場合 ($V_{BPP} > 5 V$)、無負荷時消費電力を最小限に抑えるには、外部回路からのバイアス電流を最大 $I_{S1}(\text{InnoSwitch4-CZ}) + I_{S1(O)}$ (ClampZero) に設定する必要があります。

コンデンサには、最大印加電圧の 1.2 倍の電圧定格が得られて、少なくとも 22 μF のアルミニウムコンデンサを推奨します。このコンデンサには、最大定格出力電圧及び定格負荷で最小の AC 入力電圧が供給された場合に、最高電圧がかかります。

入力 UV 及び OV 保護

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンから DC バスに接続された抵抗により入力電圧を検出し、入力低電圧及び過電圧の保護を実現します。一般的なユニバーサル入力アプリケーションでは、4 M Ω の抵抗値を推奨します。

InnoSwitch4-CZ には、電源のラッチオフに使用できる一次側検出 OV 保護機能があります。ラッチオフは UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピン電流がゼロまで下がるとリセットされます。一度ラッチオフした後、DC バ스에 エネルギーが蓄えられていると、入力電源をオフしても引き続き InnoSwitch4-CZ コントローラに電流が供給されるため、リセットにかなりの時間がかかることがあります。AC 高速リセットは、図 16 に示す回路構成を使用して実現できます。コンデンサ C5 の電圧は、入力電源が切断されると急速に低下して InnoSwitch4-CZ IC の INPUT VOLTAGE MONITOR ピンの電流が減少します。これにより、InnoSwitch4-CZ コントローラがリセットされます。

一次側検出 OVP (過電圧保護)

バイアス巻線出力にかかる電圧は、電源出力電圧に応じて変わります。厳密ではありませんが、出力電圧の変動は、バイアス巻線電圧を使用する一次側コントローラによって比較的正確に検出できます。バイアス巻線出力から PRIMARY BYPASS ピンに接続されたツェナーダイオードで二次側過電圧異常を確実に検出して、機能コードに応じた保護により一次側コントローラをラッチオフ/オートリスタートさせます。バイアス巻線出力の最大電圧は、通常の定常状態 (最大負荷及び最小入力電圧時) に加えて、負荷過渡条件でも測定することを推奨します。ここで測定された電圧の 1.25 倍の定格値を持つツェナーダイオードを使用することで、OVP 保護が異常時のみ動作するようになります。

一次側クランプ

Clamp Zero IC は、Innoswitch4-CZ 一次側パワースイッチのターンオン時にソフトスイッチングを提供するために使用されます (図 9 を参照)。クランプコンデンサ C17 は、一次側パワースイッチがオフになると漏れ電力を蓄え、Clamp Zero デバイスがオンになると蓄えられた漏れ電力を二次側に供給します。同時に、CCM 動作中は逆方向の漏れインダクタンスを充電し、DCM 動作中は逆方向の漏れインダクタンスと磁気インダクタンスの両方を充電します。これにより、一次側パワースイッチがオフする時に発生するサイクルごとのドレインでの過剰な電圧スパイクを防止します。VR1

は、C17 両端に接続され、回路の異常状態により ClampZero IC がスイッチングを停止した場合に備えてバクアップ保護を提供します。

クランプコンデンサの値は、 C_{CLAMP} と L_{LKG} の共振期間の約 0.25 倍が HSD パルス幅に等しくなるように選択することを推奨します。設計に応じて、10 nF ~ 100 nF の範囲の容量を使用できます。少なくとも 200 V、1206 またはそれより大きい定格の X7R 誘導体コンデンサを推奨します。

$$\text{HSD Pulse Width} \sim \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{LKG} C_{CLAMP}}$$

InnoSwitch4-CZ

二次側回路の部品

SECONDARY BYPASS ピン - デカップリングコンデンサ

InnoSwitch4-CZ IC の SECONDARY BYPASS ピンのデカップリングを行うには、2.2 μF 、10 V/X7R または X5R/0805、あるいはそれより大きい積層セラミックコンデンサを使用します。出力電圧がレギュレーション電圧レベルに到達する前に SECONDARY BYPASS ピン電圧を 4.5 V にする必要があります。あるため、BPS コンデンサの値を大幅に大きくすると、起動時に出力電圧のオーバーシュートが発生することがあります。容量が 1.5 μF より小さいと、容量不足により予期しない動作の原因になる場合があります。コンデンサは IC ピンに隣接して配置する必要があります。BPS 電圧に対して十分なマージンを確保するため、少なくとも 10 V の電圧定格を推奨します。動作で実際の値を保証するには、0805 のサイズが必要です。特に 0603 などの小型パッケージ SMD では、印加される DC 電圧でセラミックコンデンサの容量が大幅に低下することがありますので、6.3 V / 0603 / X5U / Z5U タイプの MLCC は推奨されません。X7R、X5R などのセラミックコンデンサタイプの名称は、メーカーや製品ファミリーが異なると、電圧係数も同じとは限りません。コンデンサのデータシートを確認して、4.5 V 印加時のコンデンサ容量が 20% 以上低下しないものを選択することを推奨します。最良の結果を得るには X5R または X7R の誘導体を持つコンデンサを使用してください。

電源の出力電圧が 5 V 以上の場合、二次側コントローラの供給電流は IC の OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピンによって行われます。これは、このピンの電圧が SECONDARY BYPASS ピン電圧より高いためです。起動時及び出力電圧が 5 V 未満の状態では、二次側コントローラは FORWARD ピンに接続されている内部電流源によって給電されます。電源の出力電圧が 5 V 未満で、電源出力の負荷が非常に軽い場合、動作周波数が大きく低下することがあり、FORWARD ピンから二次側コントローラに十分な電流が供給されずに、SECONDARY BYPASS ピンの電圧を 4.5 V に維持できないことがあります。そのような場合は、図 11 に示すように、追加のアクティブダミー負荷を使用することを推奨します。電源の出力電圧が 5 V 未満になると、インターフェイス IC (または USB PD コントローラ) によってこの負荷をオンします。

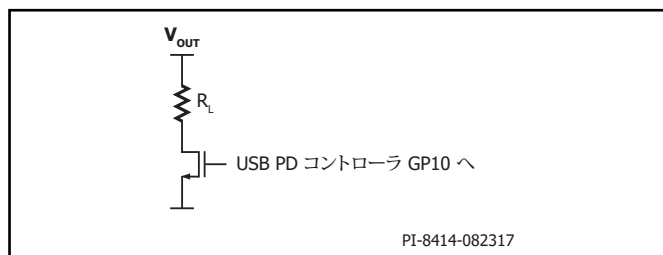


図 11. アクティブダミー負荷回路

FORWARD ピン抵抗

十分な IC 電流を供給するために、300 Ω、5% の抵抗を推奨します。同期整流ドライブのタイミングなどのデバイスの動作に影響することがあるため、これを上回るか、または下回る抵抗値は使用しないでください。以下の図 12、13、14、及び 15 に、FORWARD ピン電圧の許容できない波形及び許容できる波形を示します。 V_D は、SR の順方向電圧降下です。

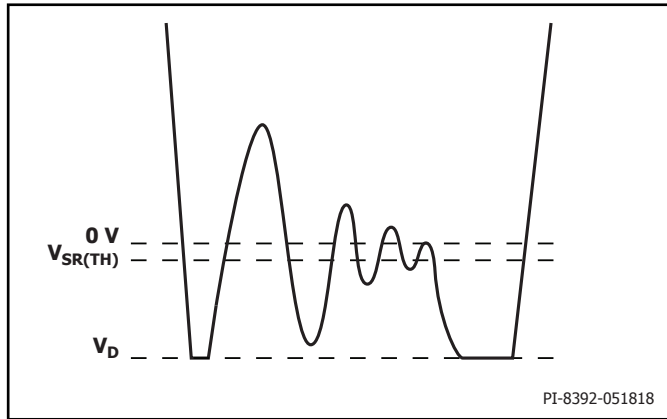


図 12. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できない FORWARD ピン波形。

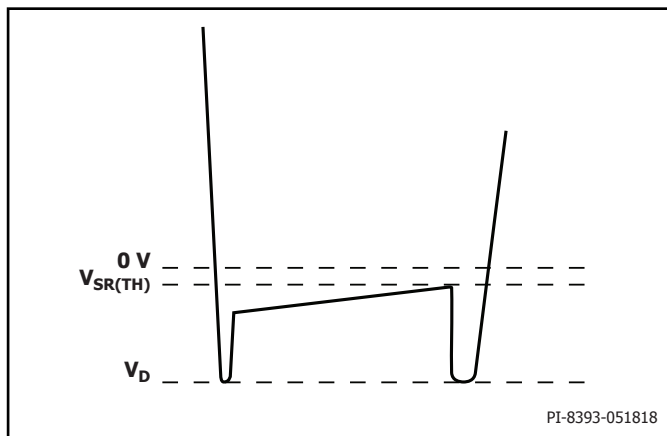


図 13. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できる FORWARD ピン波形。

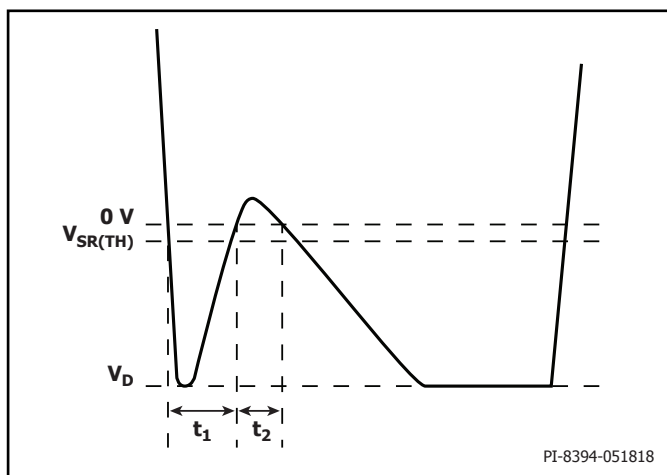


図 14. フライバック サイクル中のボディ ダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できない FORWARD ピン波形。

注:

If $t_1 + t_2 = 1.5 \mu\text{s} \pm 50 \text{ ns}$ の場合、コントローラはハンドシェイクに失敗して、一次側バイアス巻線 OVP ラッチオフ/オートリスタートがトリガされることがあります。

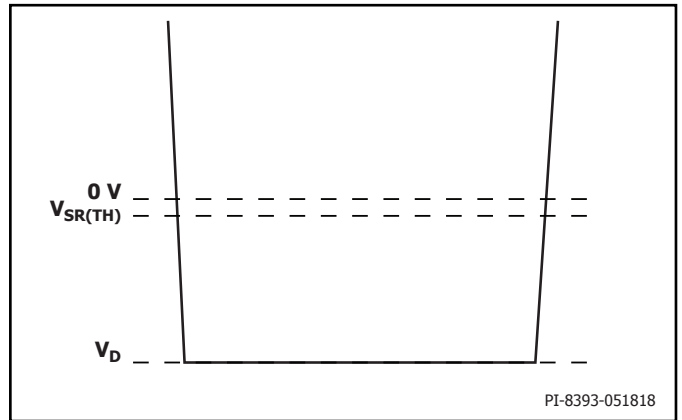


図 15. フライバック サイクル中のボディ ダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できる FORWARD ピン波形。

SR FET の動作と選択

出力整流には、シンプルなダイオードとフィルタで十分ですが、SR FET を使用すると、欧州 CoC 及び米国 DoE のエネルギー効率基準で求められる動作効率が大幅に向上します。フライバック サイクルが開始すると、二次側コントローラは SR FET をターンオンします。SR FET ゲートは InnoSwitch4-CZ IC の SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに直接接続します (SR FET のゲート回路には抵抗を追加しないでください)。SR FET の V_{DS} が 0 V に達すると、SR FET はオフになります。

出力 20 V、3 A の場合、8 mΩ $R_{DS(ON)}$ の FET が適しています。定格出力 20 V、5 A の設計には 6 mΩ $R_{DS(ON)}$ の FET が適しています。さらに出力電力を高くする設計には、2 つの SR FET を並列で使用します。SR FET のドライバ出力には、SECONDARY BYPASS ピンを使用し、この電圧は通常 4.5 V です。したがって、スレッショールド電圧が高い FET は適切ではありません。4.5 V のゲート電圧に対応できるように、データシートで全温度範囲の $R_{DS(ON)}$ が規定され、スレッショールド電圧 (絶対最大) が 4 V のパワースイッチを使用することも可能ですが、1.5 V から 2.5 V のスレッショールド電圧の FET が適しています。

ショットキー ダイオードは、SR FET で推奨されます。SR FET ゲートは ClampZero スイッチ導通期間中はオフになるため、この期間中は二次側への電力供給が通常は約 500 ns あります。これに加え、フライバック サイクルの開始と SR FET のターンオンの間にはわずかな遅延があります。その間は SR FET のボディ ダイオードが導通します。並列に外付けショットキー ダイオードを接続した場合、この電流はほとんどショットキー ダイオード内を流れます。SR FET の $R_{DS(ON)}$ の電圧が 0V に到達し、InnoSwitch4-CZ IC がフライバックサイクルの終了を検出すると、フライバック サイクルの残りの部分は SR FET のボディ ダイオードまたは外付け並列ショットキー ダイオードに流れる電流によって完了します。ショットキー ダイオードを SR FET と並行して使用すると、効率が向上することがあります。通常は 1 A 程度の表面実装タイプのショットキーダイオードで十分です。ショットキー ダイオードを追加して出力定格電流 >2 A で設計すれば、0.2% 以上の効率アップが期待できます。

ショットキー ダイオードと SR FET の電圧定格は、トランスの巻数比に基づいて、想定ピーク逆電圧 (PIV) の少なくとも 1.4 倍が必要です。多くの 5 V 出力電源は、 $V_{OR} < 60 \text{ V}$ で設計し、60 V 定格の FET 及びダイオードが適しています。12 V 出力電源では、100 V 定格の FET 及びダイオードが適しています。

出力巻線の漏れリアクタンスと SR FET 容量 (C_{OSS}) の間の相互作用により、一次側パワースイッチのターンオン時に巻線に逆電圧が生じ、電圧波形にリングングが発生します。このリングングは、SR FET に接続された RC スナバによって抑制できます。10 Ω ~ 47 Ω の範囲のスナバ抵抗を使用できます(抵抗値が大きいと効率が著しく低下します)。容量値はほとんどの設計で 220 pF ~ 2.2 nF が適しています。

出力コンデンサ

ほとんどの高周波フライバック スwitchング電源には低 ESR アルミ電解コンデンサが適していますが、小型で安定した温度特性を持ち、ESR が非常に低く、RMS リップル電流定格が高いアルミニウム ポリマー固体コンデンサが使用されるようになってきました。これらのコンデンサにより、超小型の充電器やアダプタの設計が可能になります。

通常、出力電流 1A あたり 200 μF ~ 300 μF のアルミニウム ポリマー容量が適しています。容量の選択に影響するもう 1 つの要素は出力リップルです。最大出力電圧に対して十分なマージンを確保した電圧定格のコンデンサを使用する必要があります。

出力電圧フィードバック回路

出力電圧を検出する FEEDBACK ピンの電圧は 1.265 [V_{FB}] です。電圧分割回路を電源出力に接続して出力電圧を分圧し、出力電圧が目的の電圧に等しいときに FEEDBACK ピンの電圧が 1.265 V になるようにします。下側のフィードバック分割抵抗は、SECONDARY GROUND ピンに接続します。300 pF 以下のデカップリング コンデンサを InnoSwitch4-CZ IC の SECONDARY GROUND ピンと FEEDBACK ピン間に接続する必要があります。このコンデンサは、InnoSwitch4-CZ IC の近くに配置します。

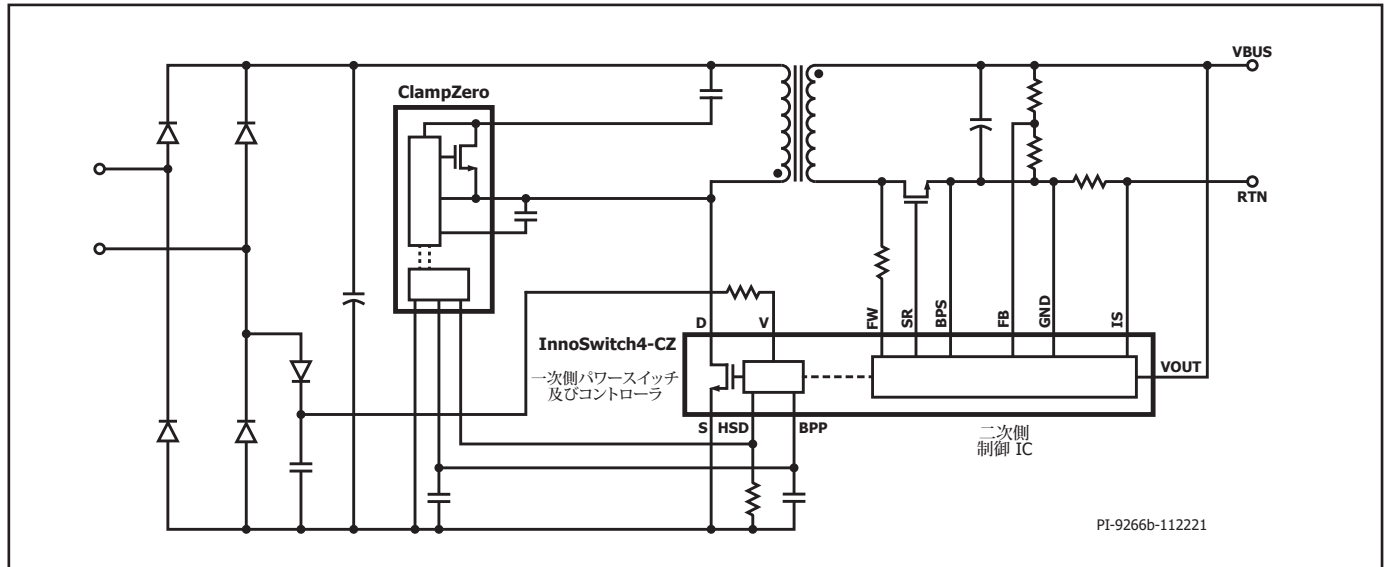


図 16. AC 高速リセット構成

出力過負荷保護

出力電圧が V_{PK} スレッシュホールドを下回る場合、InnoSwitch4-CZ IC は、IS ピンと GND ピンの電圧がカレント リミットまたは $I_{SV(TH)}$ スレッシュホールドを超えると出力電流を制限します。これにより、カレントリミットまたは定電流動作が実現します。カレントリミットは、ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピン間のプログラミング抵抗によって設定されます。出力電圧が V_{PK} スレッシュホールドを超えると、InnoSwitch4-CZ IC は定電力出力特性になります。負荷電流の増加によって、出力電圧と電流

の積が V_{PK} と設定カレントリミットの積によって設定される最大電力に等しくなると出力電圧が低下します。

USB PD と急速充電コントローラのインターフェイス

フィードバックの分割電圧を変化させて出力電圧を可変するために、マイクロコントローラが使用されます。インターフェイス IC は、InnoSwitch4-CZ の ISENSE ピンからの信号を使用して出力電流を検出し、電流または電力の制限、あるいは保護を実現します。

基板レイアウトに関する推奨事項

InnoSwitch4-CZ を使用する電源の推奨基板レイアウトは、図 17 及び図 18 を参照してください。

一点接地

入力フィルタコンデンサから SOURCE ピンを接続する銅箔部を一点接地接続にします。

バイパス コンデンサ

PRIMARY BYPASS ピンと SECONDARY BYPASS ピンのコンデンサは、それぞれ PRIMARY BYPASS-SOURCE ピンと SECONDARY BYPASS-SECONDARY GROUND ピンの近傍に配置し、短い配線で接続します。

一次側ループ エリア

入力フィルタ コンデンサ、トランスの一次側、及び IC を接続する一次側ループ エリアは、できるだけ小さくする必要があります。

一次側クランプ回路

アクティブ クランプは、一次側パワースイッチでの ZVS ターンオンを実現し、ターンオフ時の DRAIN ピンでのピーク電圧を制限するために使用されます。これを実現するために、ClampZero IC はクランプ コンデンサとともに使用されます。EMI を低減するには、クランプ部品からトランス及び InnoSwitch4-CZ までのループを最小化します。

温度に関する考慮事項

SOURCE ピンは IC リード フレームに内部で接続され、デバイスから放熱するための主要な経路を提供します。したがって、一点接地としてだけでなくヒート シンクとしても機能させるには、SOURCE ピンを IC の下の銅箔部に接続する必要があります。良好な放熱を実現するためにはこの領域をできるだけ大きくする必要がありますが、静的なソースノードであり EMI 特性を損なうことはありません。同様に、出力の SR スイッチについても放熱を高めるために SR スイッチを接続する PCB 面積を最大にします。

IC の温度を絶対最大限度を超えることなく安全に維持するために、基板上では十分な銅箔部を確保する必要があります。最小の定格 AC 入力電圧、最大の定格負荷で動作させた場合に、IC の温度が 110 °C を超えないように、SOURCE ピンをはんだ付けする銅箔部の面積を十分に確保することを推奨します。

Y コンデンサ

Y コンデンサは、一次側入力フィルタ コンデンサのプラス端子と二次側トランスのプラス出力またはリターン端子の間に直接接続する必要があります。これにより、高振幅なコモンモードサージ電流を迂回させることができ、IC への進入を防止します。注: π フィルタ (C、L、C) の入力 EMI フィルタを使用する場合は、フィルタのインダクタを入力フィルタ コンデンサのマイナス端子間に接続する必要があります。

出力 SR スイッチ

最高の性能を実現するには、二次巻線、出力 SR スイッチ、出力フィルタ コンデンサを結ぶループ エリアを最小にする必要があります。

ESD

ESD / HIPOT 要件に適合するように、一次側と二次側の回路間には十分な空間距離 (8 mm 以上) を維持する必要があります。

スパーク ギャップは、出力プラス系統といずれかの AC 入力の間直接接続する位置に配置するのが最適です。この構成では、適用される多数の安全基準の沿面距離と空間距離に関する要件に、多くの場合 6.2 mm のスパーク ギャップで十分適合します。スパーク ギャップの電圧が AC 入力のピークを超えることがないため、この距離は一次側と二次側の距離よりも小さくなります。

ドレイン ノード

ノイズは主にドレイン スイッチング ノードで発生します。そのため、ドレイン ノードに接続する部品は、ノイズの影響を受けやすいフィードバック回路から離して、IC の近くに配置する必要があります。クランプ回路部品は、PRIMARY BYPASS ピンから物理的に離して配置し、配線の長さを最短にする必要があります。

入力整流フィルタ コンデンサ、一次巻線、及び IC の一次側パワースイッチで構成されるループ エリアは、できるだけ小さくする必要があります。

レイアウトの例

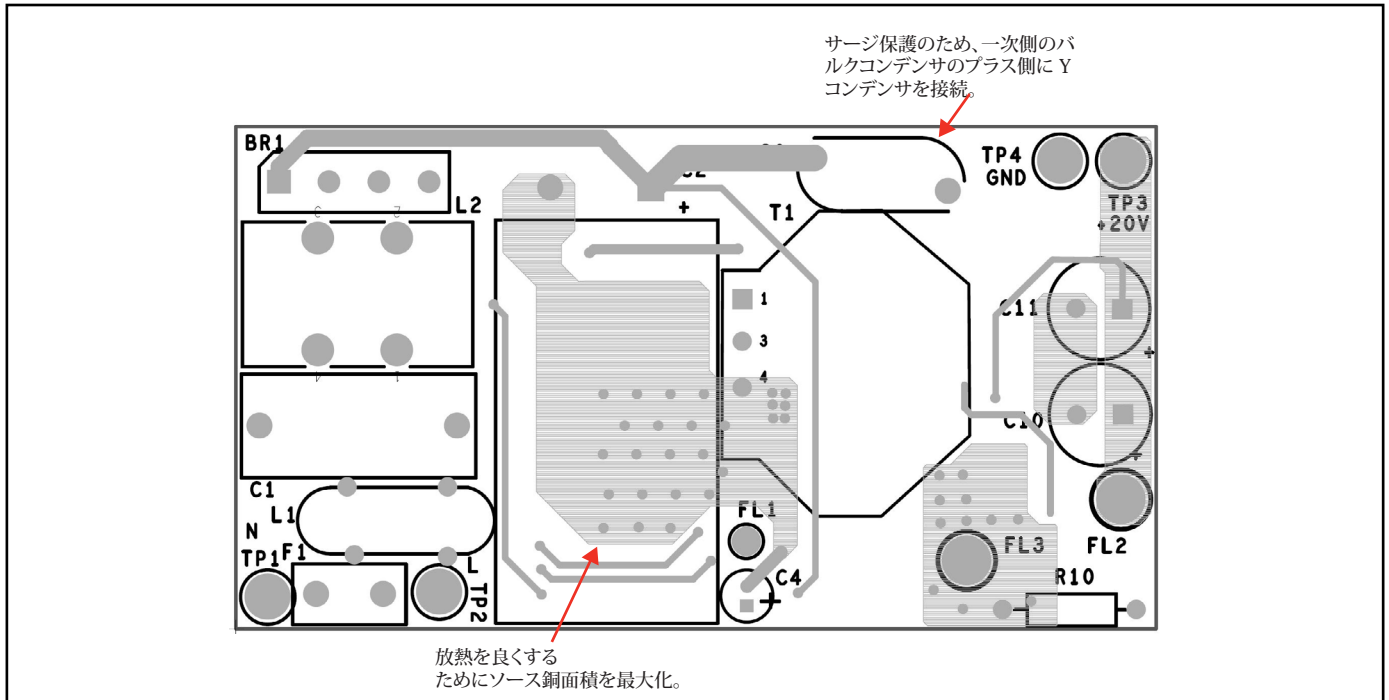


図 17. PCB レイアウト上面。

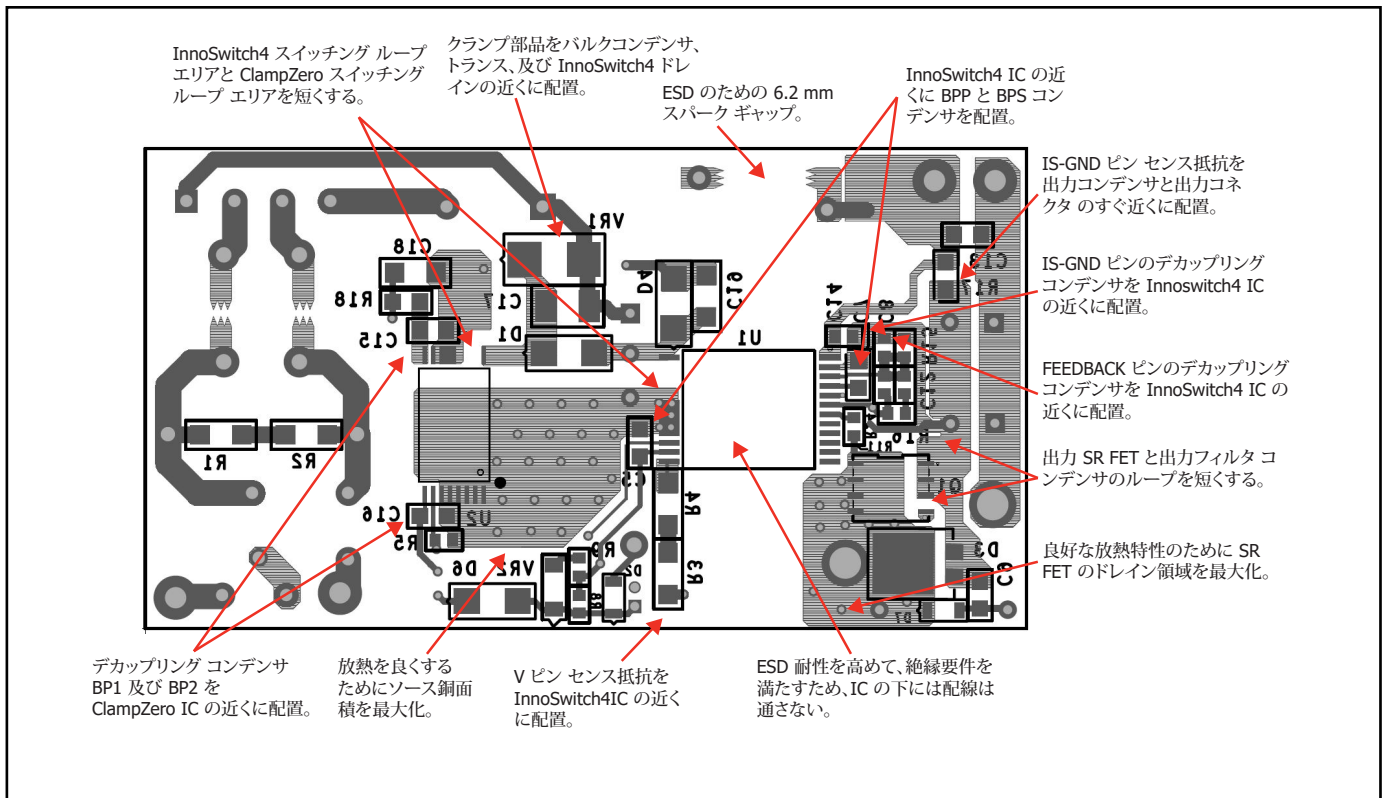


図 18. PCB レイアウト底面。

EMI 低減に関する推奨事項

1. 一次側と二次側の電源回路で部品を適切に配置しループ エリアを小さくすることで、放射 EMI と伝導 EMI を最小限にすることができます。ループ エリアを小さくすることが重要です。
2. 一次側のクランプ ダイオードと並列に小さなコンデンサを配置することで、放射 EMI を低減させることができます。
3. 抵抗をバイアス巻線と直列に接続することで、放射 EMI を低減させることができます。
4. コモン モードのノイズを十分に低減するには、通常は電源の入力にコモン モード チョークが必要になります。ただし、トランスでシールド巻線を使用しても同様の効果が得られます。入力のコモン モード フィルタ インダクタと合わせてシールド巻線を使用すれば、伝導 EMI と放射 EMI のマージンが改善されます。
5. SR スwitchの RC スナバの値を調整すると、高周波の放射 EMI と伝導 EMI が低減されます。
6. 入力整流回路でディファレンシャル インダクタとコンデンサで構成された π フィルタを使用すると、低周波のディファレンシャル モードノイズを低減させることができます。
7. 1 μ F セラミック コンデンサを電源出力に接続すると、放射 EMI を低減させることができます。

トランス設計に関する推奨事項

トランス設計では、最小の入力電圧で定格電力を出力できるようにする必要があります。整流 DC バスの最小電圧は、使用するフィルタ コンデンサの容量によって異なります。DC バスの電圧が 70 V を超えるようにするために 2 μ F/W 以上を推奨しますが、3 μ F/W にすると十分なマージンが得られます。DC バスのリップルを測定し、トランスの一次巻線インダクタンスの設計計算を確認してください。

スイッチング周波数 (f_{sw})

InnoSwitch4-CZ 固有の特徴として、最大負荷時のスイッチング周波数を 50 kHz ~ 140 kHz に設定することが可能です。小型トランスを使用する場合は、最大負荷時のスイッチング周波数を 130 kHz に設定してください。最大負荷時のスイッチング周波数を設定する場合、平均スイッチング周波数が過負荷を保護するためにオートリスタートをトリガする 140 kHz を超えないように、一次側インダクタンスとピーク電流の公差を考慮することが重要です。

出力の跳ね返り電圧、 V_{OR} (V)

このパラメータは、ダイオードまたは SR の導通時間内にトランスの巻線比に比例して一次側に跳ね返ってくる二次巻線電圧の一次側パワースイッチのドレイン電圧への影響を示します。ZVS 機能を十分に活用して入力/負荷にわたり効率を一定にするには、ユニバーサル入力の最小入力電圧で $K_p = 0.7$ 、高電圧入力専用条件で $K_p = 1.2$ を維持できるように出力跳ね返り電圧 (V_{OR}) を設定します。

設計の最適化のために、次の点を考慮してください。

1. V_{OR} を大きくすると、 V_{MIN} での電力供給が増大します。その場合、入力コンデンサの値は最小になり、InnoSwitch4-CZ デバイスからの電力供給は最大になります。
2. V_{OR} を大きくすると、出力ダイオードと SR スwitchの電圧ストレスが軽減されます。

3. V_{OR} を大きくすると、漏れインダクタンスが大きくなり、電源効率が低下します。
4. V_{OR} を大きくすると、二次側のピーク電流と RMS 電流が増大します。これにより、二次側の銅損及びダイオードでの損失が大きくなる場合があります。

これにはいくつかの例外があります。非常に高い出力電流では、効率を最大にするため、 V_{OR} を小さくする必要があります。15 V を超える出力電圧では、出力の同期整流器の PIV を許容範囲内に維持できるように V_{OR} をさらに高くする必要があります。

リップル/ピーク電流比、 K_p

K_p が 1 未満の場合は連続動作モードを示します。 K_p はリップル電流とピーク一次側電流の比率です (図 20)。

$$K_p = K_{rp} = I_r / I_p$$

K_p の値が 1 より大きい場合は、不連続動作モード (図 19) を示します。この場合、 K_p は、一次側パワースイッチのオフ時間と二次側ダイオード導通時間の比率です。

$$K_p = K_{dp} = (1 - D) \times T / t = V_{OR} \times (1 - D_{MAX}) / ((V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX})$$

ほとんどの InnoSwitch4-CZ 設計では、 K_p は予測される最小 DC バス電圧で約 0.7 にすることを推奨します。InnoSwitch4-CZ は ZVS の利点を提供するため、 K_p の値が 1 未満の場合は、一次 RMS 電流を下げることで一次側パワースイッチの損失が減少し、トランス効率が向上します。

ワイドな出力電圧範囲を必要とする標準的な USB PD 及び急速充電の設計では、出力電圧の変動に応じて、 K_p はかなり変動します。 K_p は、高い出力電圧条件の場合に高く、出力電圧が低下するに従って低下します。PIXIs 計算シートを使用すると、適切な設計マージンを確保しながら K_p 、一次巻線のインダクタンス、トランス巻線比、及び動作周波数を効果的に選択し、最適化できます。

コア タイプ

適切なコアの選択は、電源エンクロージャの物理的な制限に依存します。低損失のコアは、発熱問題を軽減する場合のみに使用することを推奨します。

安全マージン、M (mm)

一次側と二次側の間に安全な絶縁を必要とする設計では、3 層絶縁電線を使用しない場合、ボビンの両側で使用する安全マージンの幅が重要です。ユニバーサル入力設計では、一般に 6.2 mm のマージン合計が必要です。ボビンを垂直に置く場合は、マージンを対称にする必要はなく、巻線を引き出さない側は 3.1 mm が使用され、6.2 mm の物理的なマージンは巻線の引き出し側に配置します。3 層絶縁電線を使用する設計であっても、必要な沿面距離を確保するために、小さなマージンを追加する必要があります。各コアサイズに対して多くのボビンが存在し、機械的に占める空間はそれぞれ異なります。必要な個々のマージンについては、ボビンのデータシートを参照するか、または専門家に相談ください。マージン幅により巻線に使用できる面積が減るため、コア サイズが小さい場合には、巻線領域が極端に小さくなる場合があります。

InnoSwitch4-CZ IC を使用する小型電源の設計には、3 層絶縁電線を使用することを推奨します。

一次側巻線層数、L

一次側巻線層数 L の範囲は $1 \leq L \leq 3$ にする必要があります。一般に一次電流密度の限界値 (CMA) を満たす最小の数値になります。ほとんどの設計では 200 Cmil/Amp 以上の値を初期値として使用できますが、熱設計の制約によっては、さらに高い値が必要になる場合があります。ユニバーサル入力設計の場合、CCM 動作中に ZVS を実現するために最小 2% の漏れインダクタンスが必要です。ただし、DCM 専用設計の場合は、漏れインダクタンスを最小化することを推奨します。3 層を超える設計も可能ですが、漏れインダクタンスの増加及び巻線の物理的スペースを考慮する必要があります。DCM 専用設計には、一次側を分割構造にする効果があります。一次側の分割構造では、一次巻線の半分を、二次巻線及びバイアス巻線のどちらかの側に、二次巻線及びバイアス巻線を挟むように配置します。

の配置では、一般にコモンモードノイズが大きくなり、入力フィルタのコストが増大するため、多くの場合、低電力設計には適しません。

動作時の最大磁束密度、 B_M (ガウス)

起動時や出力短絡時のピーク磁束密度を制限するために、デバイスのピークカレントリミット時 (180 kHz) の最大値を 3800 ガウスにすることを推奨します。これらの条件の下では出力電圧が低く、パワースイッチのオフ時間の間にトランスがリセットされることがほとんどありません。そのため、トランスの磁束密度が通常の動作レベルを超えて階段状に増加します。選択したデバイスのピークカレントリミットで 3800 ガウスという値を設定することで、InnoSwitch4-CZ IC 内蔵の保護機能と合わせて、起動時や出力短絡時のコアの飽和を防止するための十分なマージンを確保できます。

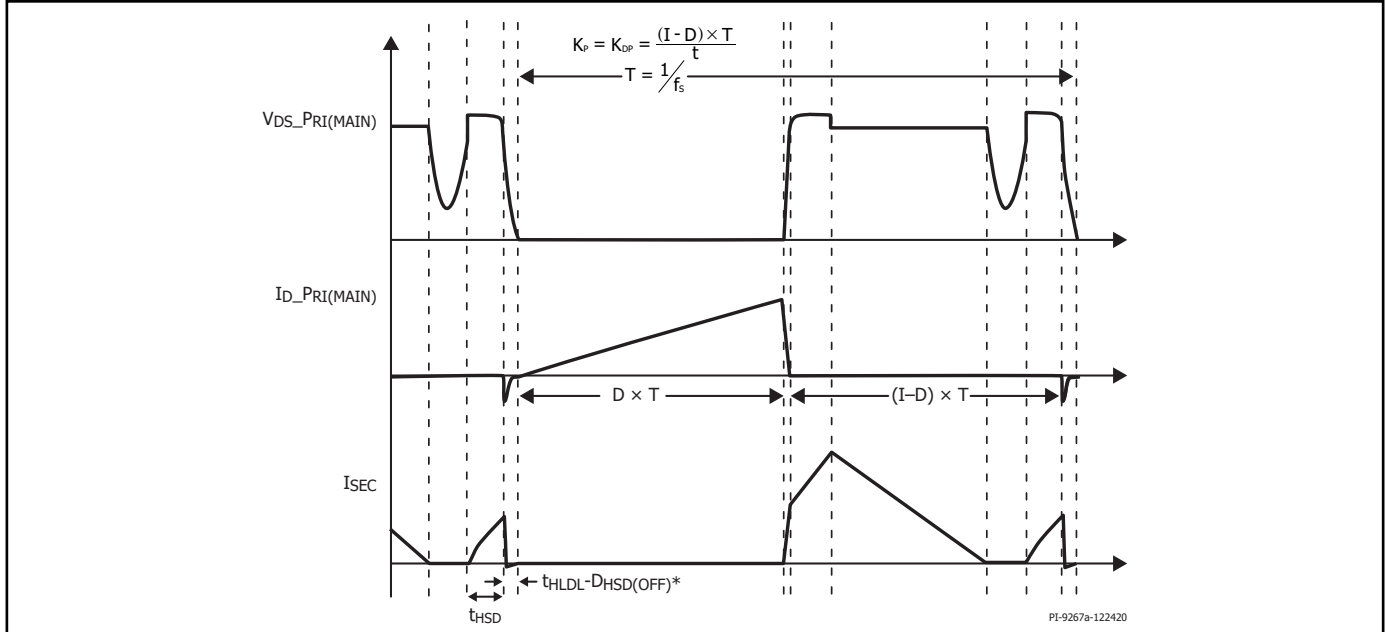


図 19. 高入力電圧での不連続動作モードの電流波形、 $K_p > 1$ * $D_{HSD(OFF)}$ は HSD low から ClampZero オフまでの遅延です。ClampZero のデータシートを参照してください。

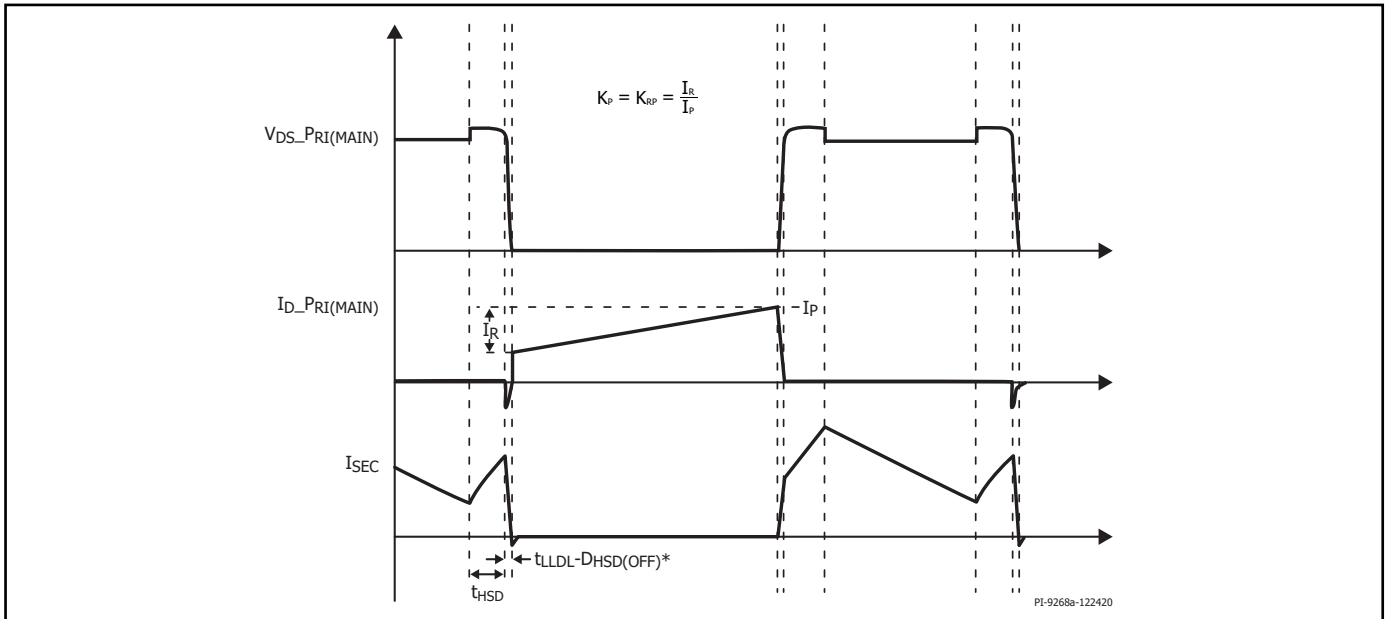


図 20. 低入力電圧での不連続動作モードの電流波形、 $K_p < 1$ * $D_{HSD(OFF)}$ は HSD low から ClampZero オフまでの遅延です。ClampZero のデータシートを参照してください。

トランスの一次側インダクタンス (LP)

最小動作電圧、最大負荷時のスイッチング周波数、及び必要な VOR を決定すると、トランスの一次側インダクタンスを計算できます。トランスの設計には、PIXIs 設計スプレッドシートをお役立てください。

設計のクイック チェックリスト

いかなる電源設計においても、InnoSwitch4-CZ を使用する場合は、すべて最悪条件で部品仕様を超えていないことを必ずベンチマークテストで検証して下さい。

最小限、次のテストを行うことを強く推奨します。

1. 最大ドレイン電圧 - 通常動作時と起動時に最大入力電圧及びピーク (過負荷) 出力電力で InnoSwitch4-CZ の V_{DS} が最大連続ドレイン電圧を超えず、SR FET がブレイクダウン電圧の 90% を超えないことを検証します。
2. 最大ドレイン電流 - 最高周囲温度、最大入力電圧、及びピーク (過負荷) 出力電力での 起動時のドレイン電流波形によって、トランスの飽和または過剰なリーディングエッジスパイク電流の兆候を確認します。定常状態でテストを繰り返し、リーディング エッジ スパイク電流が $t_{LEB(MIN)}$ の最後に $I_{LIMIT(MIN)}$ を下回っているか確認します。すべての条件において、一次側パワースwitchの最大ドレイン電流は仕様の絶対最大定格を下回っていることが必要です。
3. 温度特性の確認 - 規定の最大出力電力、最小入力電圧、及び最大周囲温度で、InnoSwitch4-CZ IC、トランス、出力 SR FET、出力コンデンサの温度仕様を超えないことを検証します。InnoSwitch4-CZ IC の $R_{DS(ON)}$ のばらつきを許容する十分な温度マージンが必要です。最小入力電圧、最大電力においてこのばらつきを許容するために、InnoSwitch4-CZ SOURCE ピンの最高温度を 110 °C にすることを推奨します。

PowiGaN デバイス使用時の設計上の考慮事項

フライバック コンバーター構成において、IC の DRAIN ピンでの一般的な電圧波形を図 21 に示します。

V_{OR} は、二次側が導通しているときの一次側巻線への跳ね返り電圧です。 V_{BUS} は、トランスの一時側巻線の一端に接続された DC 電圧です。

ドレインにはターンオフ時に、 $V_{BUS} + V_{OR}$ に加えて、一次側巻線の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーによって発生する大きな電圧スパイクが見られます。ドレインの電圧が最大連続ドレイン電圧の定格を超えないようにするために、一次側巻線にクランプ回路が必要です。一次側パワースwitchがターンオフする時、クランプダイオードのフォワードリカバリによって瞬時にスパイクが発生します。図 21 の V_{CLM} は、スパイクを含むクランプ電圧の組み合わせです。一次側パワースwitchのピークドレイン電圧は、 V_{BUS} 、 V_{OR} 、及び V_{CLM} の合計です。

V_{OR} 及びクランプ電圧 V_{CLM} を適切な値にして、ピークドレイン電圧がすべての通常の動作条件に対して 650 V を下回るようにする必要があります。これにより、入力サージなどにより入力電圧が上昇した場合でも、ピークドレイン電圧を 750 V 以下に維持できる十分なマージンが確保されます。これにより、長期にわたる優れた信頼性と設計マージンが確保されます。

ZVS 機能を十分に活用して入力/負荷にわたり効率を一定にするには、ユニバーサル入力の最小入力電圧で $K_p = 0.7$ 、高電圧入力専用条件で $K_p \geq 1.2$ を維持できるように出力跳ね返り電圧 (VOR) を設定します。

設計の最適化のために、次の点を考慮してください。

1. V_{OR} を大きくすると、 V_{MIN} での電力供給が増大します。その場合、入力コンデンサの値は最小になり、PowiGaN デバイスからの電力供給は最大になります。
2. V_{OR} を大きくすると、出力ダイオードと SR FET の電圧ストレスが軽減されます。
3. V_{OR} を大きくすると、漏れインダクタンスが大きくなり、電源効率が低下します。
4. V_{OR} を大きくすると、二次側のピーク電流と RMS 電流が増大します。これにより、二次側の銅損及びダイオードでの損失が大きくなる場合があります。

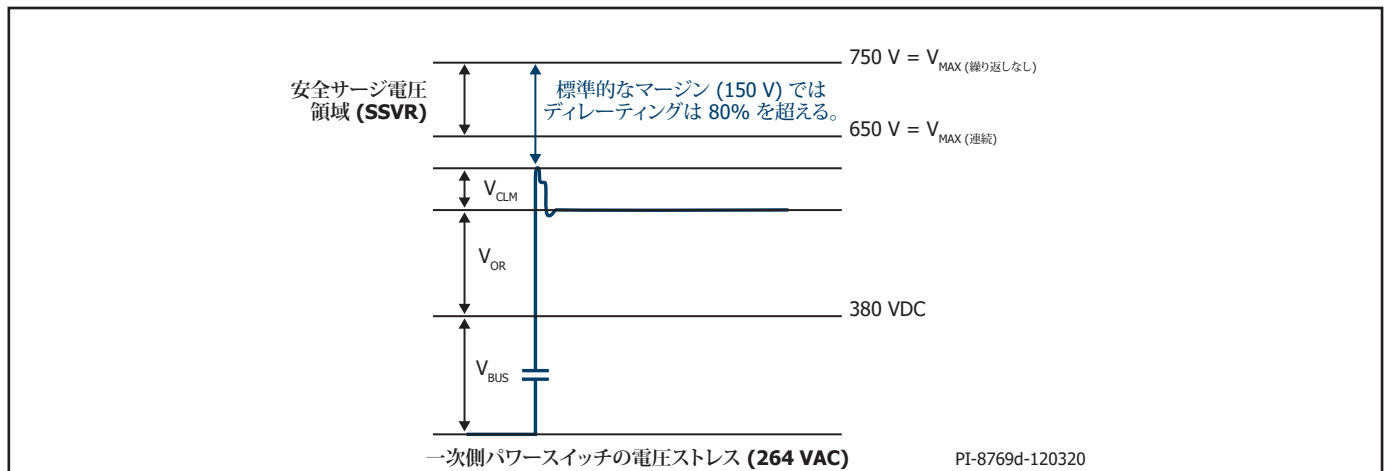


図 21. 264 VAC 入力電圧のピークドレイン電圧。

これにはいくつかの例外があります。非常に高い出力電流では、効率を最大にするため、 V_{OR} を小さくする必要があります。15 V を超える出力電圧の場合、許容可能な出力同期整流器の PIV を維持できるように V_{OR} を高く保持する必要があります。

V_{OR} は動作効率に影響するため、慎重に選択する必要があります。次のテーブルに、最適なパフォーマンスを得るための、 V_{OR} の標準的な範囲を示します。

出力電圧	V_{OR} の最適な範囲
5 V	45 - 70
12 V	80 - 120
15 V	100 - 135
20 V	120 - 160
24 V	135 - 180
28 V	150 - 200

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧	-0.3 V ~ 750 V ⁵	注:
DRAIN ピンのピーク電流: INN4072C	3.2 A ⁷	1. すべての電圧は SOURCE と SECONDARY GROUND を基準とし、 $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 。
INN4073C	6.5 A ⁷	2. 仕様の最大定格は、一度に 1 回のみであれば製品に回復不能な損傷 を与えることなく印加できます。絶対最大定格の状態を長時間続けると、 製品の信頼性に悪影響を与えるおそれがあります。
INN4x74C	10 A ⁷	3. 通常は内部回路によって制限されます。
INN4x75C	14 A ⁷	4. ケースから 1/16 インチの点で 5 秒間。
INN4x76C	19 A ⁷	5. 最大ドレイン電圧 (非繰り返しパルス) -0.3 V ~ 750 V。 最大連続ドレイン電圧 -0.3 V ~ 650 V。
INN4x77C	26 A ⁷	6. 500 msec 未満の絶対最大電圧は 3 V です。
BPP/BPS ピン電圧	-0.3 ~ 6 V	7. 最大電圧と電流の組み合わせについては、図 25 を参照してください。
BPP/BPS 電流	100 mA	
FWD ピン電圧	-1.5 V ~ 150 V	
FB ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V	
SR ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V	
VOUT ピン電圧.....	-0.3 V ~ 34 V	
V ピン電圧.....	-0.3 V ~ 650 V	
HSD ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V	
IS ピン電圧 ⁶	-0.3 V ~ 0.3 V	
保存温度	-65 ~ 150 °C	
動作ジャンクション温度 ³	-40 ~ 150 °C	
周囲温度	-40 ~ 105 °C	
リード温度 ⁴	260 °C	

熱抵抗

熱抵抗:

(θ_{JA})	81 °C/W ¹ , 75 °C/W ²
(θ_{JC})	18 °C/W ³

注:

- 0.36 平方インチ (232 mm²), 2 オンス (610 g/m²) の銅箔部にはんだ付け。
- 1 平方インチ (645 mm²), 2 オンス (610 g/m²) の銅箔部にはんだ付け。
- ケース温度は、パッケージ上部で測定。

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_j = -40\text{ }^\circ\text{C} \sim 125\text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
制御機能							
起動スイッチング周波数	f_{SW}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	23	25	27	kHz	
ジッター変調周波数	f_M	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 、 $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	INN4072C/6C-7C INN417xC	150	215	280	Hz
			INN4073C-5C	0.83	1.25	1.70	kHz
最大 ON 時間	$t_{ON(MAX)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	13	16.5	21.5	μs	
最小一次側フィードバック ブロックアウト タイマー	t_{BLOCK}				$t_{OFF(MIN)}$	μs	
BPP 供給電流	I_{S1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (パワースイッチ スwitchング無し) $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	145	300	425	μA	
	I_{S2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (パワースイッチ 180 kHz でスイッチング) $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4072C	1.50	1.87	2.24	mA
			INN4073C	1.70	2.10	2.70	
			INN4074C	2.70	3.20	3.70	
			INN4075C	2.70	3.20	3.70	
			INN4076C	3.43	4.29	5.15	
			INN4077C	3.44	4.30	5.16	
			INN4174C	2.36	2.95	3.54	
			INN4175C	2.36	2.96	3.55	
			INN4176C	3.36	4.20	5.04	
INN4177C	3.43	4.29	5.15				
BPP ピン充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V}$ 、 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-1.75	-1.35	-0.88	mA	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V}$ 、 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-5.98	-4.65	-3.28		
BPP ピン電圧	V_{BPP}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	4.8	5	5.16	V	
BPP ピン電圧ヒステリシス	$V_{BPP(H)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.5		V	
BPP シャント電圧	V_{SHUNT}	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$	5.16	5.36	5.7	V	
BPP 起動リセット スレッシュ ホールド電圧	$V_{BPP(RESET)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	2.8	3.15	3.5	V	
UV/OV ピン起動スレッシュ ホールド	I_{UV+}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN407xC	23.1	25.2	27.5	μA
			INN417xC	50.9	55.5	60.6	
UV/OV ピン停止スレッシュ ホールド	I_{UV-}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN407xC	20.5	23	25	μA
			INN417xC	42.5	47.0	51.1	

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _j = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
制御機能						
停止遅延時間	t _{UV-}	T _j = 25 °C		35		ms
UV/OV ピン入力 過電圧スレッシュホールド	I _{OV+}	T _j = 25 °C	106	115	118	μA
UV/OV ピン入力 過電圧ヒステリシス	I _{OV(H)}	T _j = 25 °C		8		μA
UV/OV ピン入力 過電圧回復スレッシュ ホールド	I _{OV-}	T _j = 25 °C	100			μA
入力回路保護						
VOLTAGE ピン入力 過電圧 Deglitch フィルタ	t _{OV+}	T _j = 25 °C 注 B を参照		3		μs
VOLTAGE ピン電圧定格	V _v	T _j = 25 °C	650			V

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C} \sim 125\text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)			最小	標準	最大	単位
回路保護								
標準カレントリミット (BPP) コンデンサ = 0.47 μF	I_{LIMIT} (パワースイッチ 100 kHz でスイ ッチング)	di/dt = 325 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4072C	1209	1300	1392	mA	
		di/dt = 400 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4073C	1581	1700	1819		
		di/dt = 475 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4074C	1953	2100	2247		
		di/dt = 500 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4075C	2139	2300	2461		
		di/dt = 660 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4076C	2697	2900	3103		
		di/dt = 770 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4077C	3162	3400	3638		
		di/dt = 1200 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4174C	3348	3600	3852		
		di/dt = 1300 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4175C	3534	3800	4066		
		di/dt = 1600 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4176C	3906	4200	4494		
		di/dt = 1700 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4177C	4278	4600	4922		
ハイカレントリミット (BPP) コンデンサ = 4.7 μF	$I_{\text{LIMIT}+1}$ (パワースイ ッチ 100 kHz でスイ ッチング)	di/dt = 325 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4072C	1343	1460	1577	mA	
		di/dt = 400 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4073C	1748	1900	2052		
		di/dt = 475 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4074C	2162	2350	2538		
		di/dt = 500 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4075C	2374	2580	2786		
		di/dt = 660 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4076C	2990	3250	3510		
		di/dt = 770 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4077C	3505	3810	4115		
		di/dt = 1200 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4174C	3708	4030	4352		
		di/dt = 1300 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4175C	3919	4260	4601		
		di/dt = 1600 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4176C	4324	4700	5076		
		di/dt = 1700 mA/ μs $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN4177C	4738	5150	5562		

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _j = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
回路保護 (続き)							
過負荷検出周波数	f _{OVL}	T _j = 25 °C	INN4073C-5C	130	140	151	kHz
			INN4072C/6C-7C INN417xC	143	155	167	
BYPASS ピン ラッチ停止 スレッシュホールド電流	I _{SD}	T _j = 25 °C	6.0	7.5	11.3	mA	
オートリスタートオン時間	t _{AR}	T _j = 25 °C	75	82	89	ms	
オートリスタートトリガ スキップ時間	t _{AR(SK)}	T _j = 25 °C 注 A を参照		1.3		sec.	
オートリスタートオフ時間	t _{AR(OFF)}	T _j = 25 °C	1.70	2.00	2.11	sec.	
ショートオートリスタートオフ 時間	t _{AR(OFF)SH}	T _j = 25 °C		0.20		sec.	
HSD の ON 時間	t _{HSD}	T _j = 25 °C	440	500	560	ns	

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_j = -40\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
出力						
オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	INN4072C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.85	1.3
			$T_j = 100\text{ °C}$		1.35	1.8
		INN4073C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.52	0.68
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.78	1.02
		INN4074C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.35	0.44
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.49	0.62
		INN4075C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.29	0.39
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.41	0.54
		INN4076C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.18	0.28
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.27	0.37
		INN4077C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.145	0.21
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.23	0.29
		INN4174C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.35	0.44
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.49	0.62
		INN4175C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.29	0.39
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.41	0.54
		INN4176C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.18	0.28
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.27	0.37
		INN4177C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.145	0.21
			$T_j = 100\text{ °C}$		0.23	0.29
オフ時ドレイン漏れ電流	I_{DSS1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 80\%$ ピークドレイン電圧 $T_j = 125\text{ °C}$			200	μA
	I_{DSS2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 325\text{ V}$ $T_j = 25\text{ °C}$		15		μA
過熱シャットダウン	T_{SD}	注 A を参照	135	142	150	$^{\circ}\text{C}$
過熱シャットダウン ヒステリシス	$T_{SD(H)}$	注 A を参照		70		$^{\circ}\text{C}$
ドレイン供給電圧			50			V

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
二次側						
FEEDBACK ピン電圧	V _{FB}	T _J = 25 °C	1.250	1.265	1.280	V
最大スイッチング周波数	f _{SREQ}	T _J = 25 °C	164	180	194	kHz
OUTPUT VOLTAGE ピンの オートリスタート タイマー	t _{FB(AR)} t _{VOUT(AR)} t _{IS(AR)}	T _J = 25 °C		50		ms
無負荷時の BPS ピン電流	I _{SNL}	T _J = 25 °C		380	485	μA
BPS ピン電圧	V _{BPS}		4.3	4.5	4.7	V
BPS ピン低電圧スレッショ ールド	V _{BPS(UVLO)(TH)}		3.60	3.80	4.00	V
BPS ピン低電圧ヒステリシス	V _{BPS(UVLO)(H)}			0.7		V
カレントリミット 電圧スレッショホールド	I _{SV(TH)}	外付け抵抗で設定 T _J = 25 °C	35.17	36	36.62	mV
FWD ピン ブレイクダウン電圧	V _{FWD}		150			V
最小オフ時間	t _{OFF(MIN)}		1.76	1.9	2.03	μs
BPS ピン ラッチ コマンド停 止スレッショホールド電流	I _{BPS(SD)}		6	8.9	12	mA
FEEDBACK ピン短絡	V _{FB(OFF)}	T _J = 25 °C		100		mV

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
同期整流器 @ T_J = 25 °C						
SR ピン駆動電圧	V _{SR}		4.3	4.5	4.7	V
SR ピン 電圧スレッシュホールド	V _{SR(TH)}			-6	0	mV
SR ピン プルアップ電流	I _{SR(PU)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF, f _{SW} = 100 kHz	125	165	195	mA
SR ピン プルダウン電流	I _{SR(PD)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF, f _{SW} = 100 kHz	315	365	415	mA
立ち上がり時間	t _R	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF 注 B を参照	10 ~ 90%	50		ns
立ち下がり時間	t _F	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF 注 B を参照	90 ~ 10%	25		ns
出力プルアップ抵抗	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA	6	8.9	10.5	Ω
出力プルダウン抵抗	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA	2.4	3.3	5	Ω

注:

- A. このパラメータは、特性によって規定されます。
- B. このパラメータは、標準値を参照して設計してください。
- C. 正確なカレントリミット値を得るため、定格の 0.47 μF または 4.7 μF のコンデンサを使用することを推奨します。さらに、BPP コンデンサ値の公差は、ターゲットのアプリケーションの周囲温度範囲において、以下に示される値またはそれよりも良好な値である必要があります。最小及び最大コンデンサ値は、特性によって保証されます。

定格 BPP ピン コンデンサ値	BPP コンデンサ最小	値公差最大
0.47 μF	-60%	+100%
4.7 μF	-50%	N/A

少なくとも 10 V / 0805 / X7R SMD MLCC を使用することを推奨します。

標準性能曲線

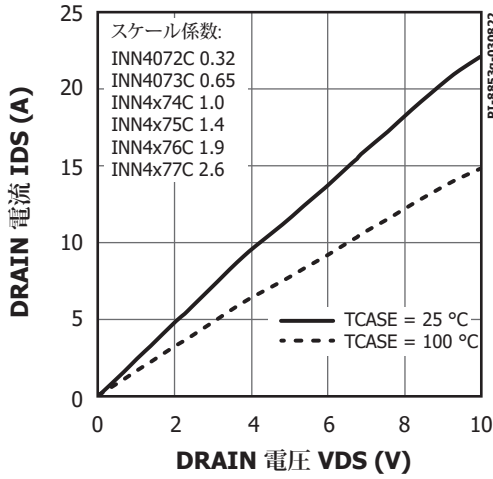


図 22. 出力特性

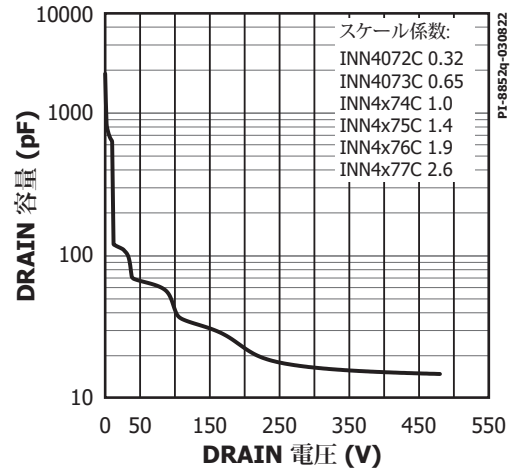


図 23. C_{OSS} - ドレイン電圧

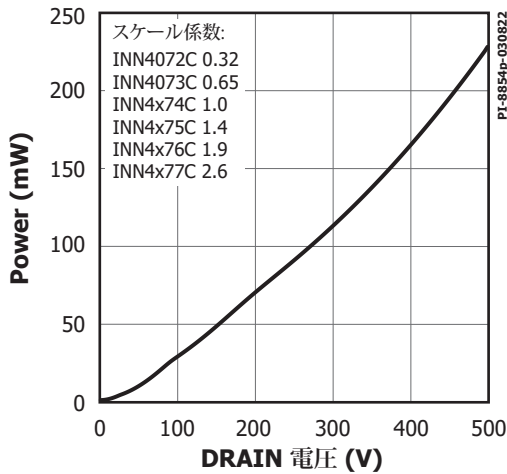


図 24. DRAIN 容量電力

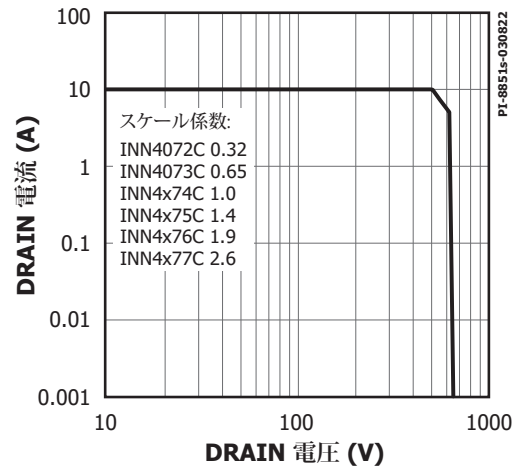


図 25. 最大許容 DRAIN 電流 - DRAIN 電圧

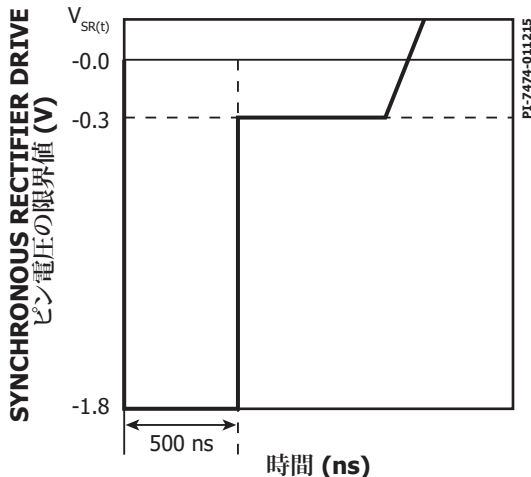


図 26. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの負の電圧

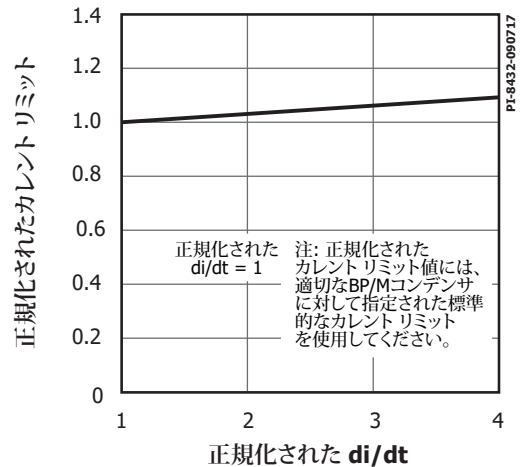
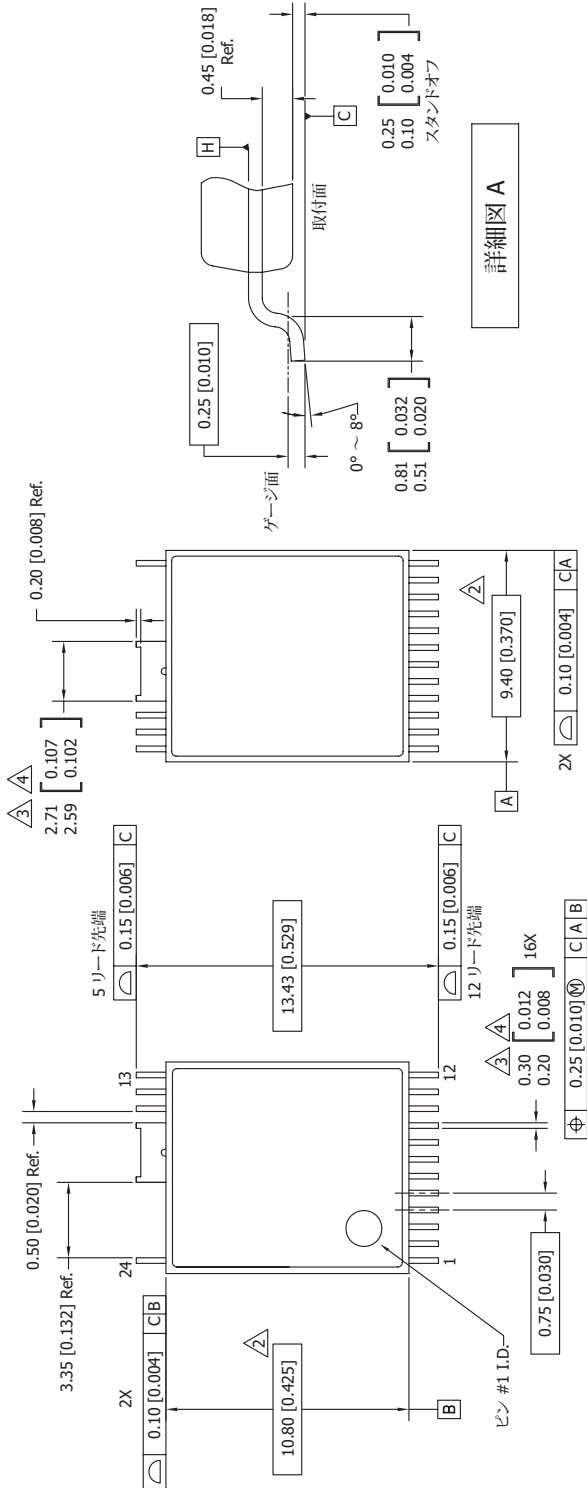


図 27. 標準カレントリミット - di/dt

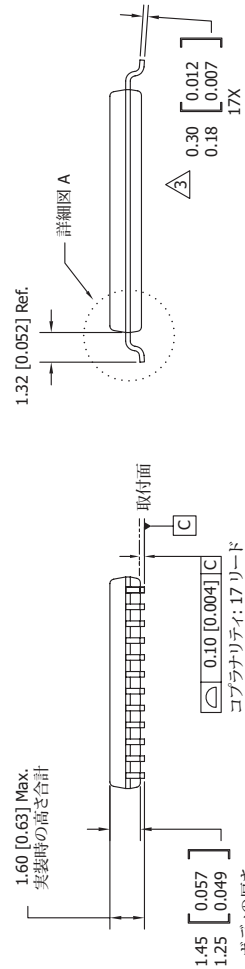
InSOP-24D



上面図

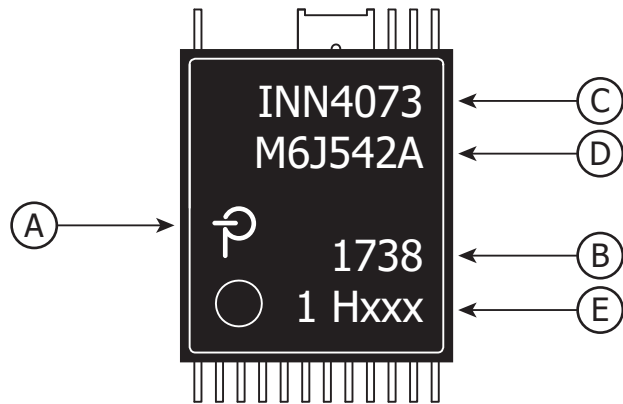
底面図

- 注:
1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M-1994 に準拠します。
 2. 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で判断しています。
 3. 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
 4. リード間の跡バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はミリ (インチ) 表示。
 6. A、B のデータは、H のデータによって決まります。



パッケージのマーク

InSOP-24D



- A. Power Integrations の登録商標
- B. 組立日コード (西暦の下 2 桁とそれに続く 2 桁の週番号)
- C. 製品識別 (部品番号/パッケージ タイプ)
- D. ロット識別コード
- E. テスト サブロット及び機能コード

PI-8727k-123020

パラメータ	条件	定格	単位
UL1577 に対応する定格			
一次側 電流定格	ピン (16 ~ 19) からピン 24 への電流	0.6	A
一次側 電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($T_{CASE} = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ の条件において、ソケットに実装されたデバイス)	1.35	W
二次側 電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ソケットに実装されたデバイス)	0.125	W
パッケージの特性			
空間距離		11.4	mm (最小)
沿面距離		11.4	mm (最小)
絶縁距離 (DTI)		0.4	mm
過渡絶縁電圧		6	kV (最小)
比較トラッキング指数 (CTI)		>600	V

INN407xC の機能コード テーブル

機能コード	AR スレッシュホールド	OTP 応答	AR 及び OVL 応答	出力プロファイル	V _{OUT} OVP	二次側の異常応答	入力 OV/UV
H181	63%	ヒステリシス	AR	固定 CC	有効	AR	有効/有効
H182	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	-	ラッチ オフ	有効/有効
H183	63%	ラッチ オフ	ラッチ オフ	固定 CC	-	ラッチ オフ	有効/有効
H184*	90%	ヒステリシス	AR	固定 CC	有効	AR	無効/有効
H185	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	有効	AR	有効/有効
H186	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	有効	ラッチ オフ	無効/有効

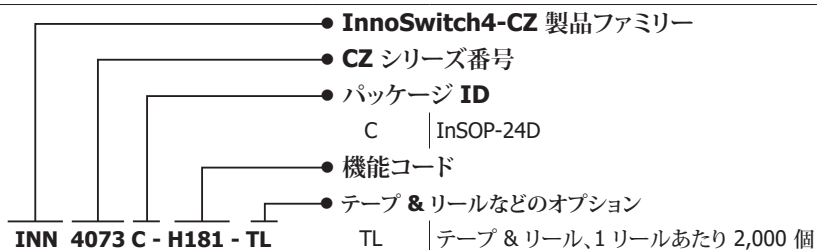
*INN4073/74/75 では使用不可。

INN417xC の機能コード テーブル

機能コード	AR スレッシュホールド	OTP 応答	AR 及び OVL 応答	出力プロファイル	V _{OUT} OVP	二次側の異常応答	入力 OV/UV	起動スレッシュホールド	DCM のみ
H187	63%	ヒステリシス	AR	固定 CC	-	AR	有効/有効	公称 200 V*	無効
H188	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	-	ラッチ オフ	有効/有効	公称 100 V*	有効
H189	63%	ラッチ オフ	ラッチ オフ	固定 CC	-	ラッチ オフ	有効/有効	公称 200 V*	有効
H190	90%	ヒステリシス	AR	固定 CC	-	AR	無効/有効	プログラム制御	有効
H191	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	有効	AR	有効/有効	公称 200 V*	無効
H192	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	-	ラッチ オフ	無効/有効	プログラム制御	無効

*4 Mohm V ピン抵抗。

品番コード体系表



改訂	注	日付
B	製造リリース。	2020年12月
C	$I_{SR(PD)}$ の Typ 値を修正。	2021年2月
D	図 8 を更新。	2021年3月
E	DSC-21151 一次側電流定格に基づいて更新 (19 ページ)。	2021年4月
F	H184 機能コードを機能コード テーブルから削除 (28 ページ)。	2021年5月
G	部品番号 INN4071/2/6/7C、INN4174C/5/6/7C の紹介リリース。	2022年1月
H	INN4071C を削除、H184 を追加。部品番号 INN4072/6/7C、INN4174C/5/6/7C の製造リリース、及び製造制限の追加。	2022年5月
I	部品番号 INN4072/6/7C の $R_{DS(ON)}$ の値を更新 (28 ページ)。	2022年6月
J	電氣的パラメータ f_M 、 I_{CH2} 及び $t_{ON(MAX)}$ を更新。	2022年8月
K	V_{FWD} のパラメータ値を更新。	2023年3月
L	SOA 保護セクションに I_{UM} 値を追加 (5 ページ)。	2023年5月

最新の情報については、弊社 **Web サイト www.power.com** をご覧ください。

Power Integrations は、信頼性や生産性を向上するために、いつでも製品を変更する権利を保有します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害性の黙示の保証などが含まれますがこれに限定されず、すべての保証を明確に否認します。

特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション (製品の外付けトランス構造と回路も含む) は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である可能性があります。Power Integrations が保有する特許の全リストは、www.power.com に掲載されています。Power Integrations は、www.power.com/ip.htm に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスを顧客に許諾します。

生命維持に関する方針

Power Integrations の社長の書面による明示的な承認なく、Power Integrations の製品を生命維持装置またはシステムの重要な構成要素として使用することは認められていません。ここで使用した用語は次の意味を持つものとします。

- 「生命維持装置またはシステム」とは、(i) 外科手術による肉体への埋め込みを目的としているか、または (ii) 生命活動を支援または維持するものであり、かつ (iii) 指示に従って適切に使用した時に動作しないと、利用者に深刻な障害または死をもたらすと合理的に予想されるものです。
- 「重要な構成要素」とは、生命維持装置またはシステムの構成要素のうち、動作しないと生命維持装置またはシステムの故障を引き起こすか、あるいは安全性または効果に影響を及ぼすと合理的に予想される構成要素です。

Power Integrations、Power Integrations ロゴ、CAPZero、ChiPhy、CHY、DPA-Switch、EcoSmart、E-Shield、eSIP、eSOP、HiperLCS、HiperPLC、HiperPFS、HiperTFS、InnoSwitch、Innovation in Power Conversion、InSOP、LinkSwitch、LinkZero、LYTSwitch、SENZero、TinySwitch、TOPSwitch、PI、PI Expert、PowiGaN、SCALE、SCALE-1、SCALE-2、SCALE-3、及び SCALE-iDriver は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。
©2023, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

本社 5245 Hellyer Avenue San Jose, CA 95138, USA 代表: +1-408-414-9200 カスタマー サービス: 上記以外の国: +1-65-635-64480 南北アメリカ: +1-408-414-9621 電子メール: usasales@power.com	ドイツ (AC-DC/LED/モーター制御販売) Einsteinring 24 85609 Dornach/Aschheim Germany 電話: +49-89-5527-39100 電子メール: eurosales@power.com	イタリア Via Milanese 20, 3rd.Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 電話: +39-024-550-8701 電子メール: eurosales@power.com	シンガポール 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 電話: +65-6358-2160 電子メール: singaporesales@power.com
中国 (上海) Rm 2410, Charity Plaza, No. 88 North Caoxi Road Shanghai, PRC 200030 電話: +86-21-6354-6323 電子メール: chinasales@power.com	ドイツ (ゲートドライブ販売) HellwegForum 3 59469 Ense Germany 電話: +49-2938-64-39990 電子メール: igbt-driver.sales@power.com	日本 〒222-0033 神奈川県横浜市 港北区新横浜 1-7-9 友泉新横浜一丁目ビル 電話: +81-45-471-1021 電子メール: japansales@power.com	台湾 5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec.1 Nei Hu Dist. Taipei 11493, Taiwan R.O.C. 電話: +886-2-2659-4570 電子メール: taiwansales@power.com
中国 (深圳) 17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan 8th Road, Nanshan District, Shenzhen, China, 518057 電話: +86-755-8672-8689 電子メール: chinasales@power.com	インド #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India 電話: +91-80-4113-8020 電子メール: indiasales@power.com	韓国 RM 602, 6FL Korea City Air Terminal B/D, 159-6 Samsung-Dong, Kangnam-Gu, Seoul, 135-728, Korea 電話: +82-2-2016-6610 電子メール: koreasales@power.com	英国 Building 5, Suite 21 The Westbrook Centre Milton Road Cambridge CB4 1YG 電話: +44 (0) 7823-557484 電子メール: eurosales@power.com