

InnoSwitch4-QR ファミリー

750 V PowiGaN 及び同期整流を内蔵したオフライン
CV/CC QR フライバック スwitch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

- 高効率のための疑似共振 (QR) 動作
- 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
- 外付け部品から独立した、CV/CC の高度な正確性
- 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
- 高速な入力ラインの UV/OV 保護
- 出力過電圧保護及び出力低電圧保護
- 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
- オートリスタートまたはラッチタイプの出力 OVP/UVP 異常応答
- 複数の UV 異常スレッシュホールド
- ラッチタイプまたはヒステリシスの過熱保護

安全規格及び規制に準拠

- 強化絶縁 >4000 VAC
- 生産ラインで 100% HIPOT 試験済み
- UL1577 (絶縁耐圧、最大 4000 VAC)、TUV (EN62368-1)、CQC (GB4943.1) 安全認証を取得
- 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

- ハロゲン化合物不使用、RoHS 指令適合

アプリケーション

- 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-QR ファミリーの IC は、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劇的に改善します。InnoSwitch4-QR 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。

また、InnoSwitch4-QR IC 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ています。充電器、アダプター、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タイプとオートリスタートの保護モードの一般的な組み合わせに対応しています。

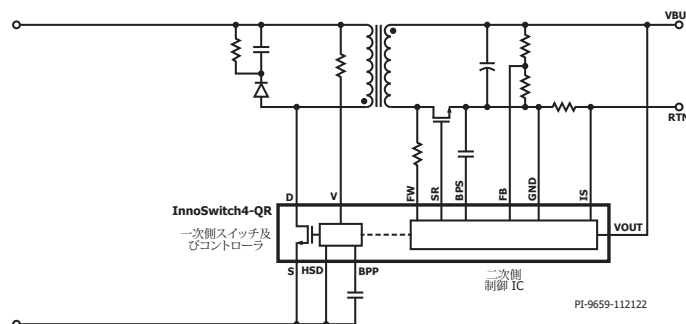


図 1. 標準的なアプリケーション回路図



図 2. 高沿面距離、安全規格準拠 InSOP-24D パッケージ

出力電力テーブル¹ - QR モード

製品 ^{4,5}	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	アダプタ ²	オープン フレーム ³	アダプタ ²	オープン フレーム ³
INN4274C	80 W	90 W	65 W	85 W
INN4275C	90 W	100 W	75 W	90 W
INN4276C	105 W	125 W	80 W	115 W
INN4277C	125 W	145 W	90 W	135 W
製品 ^{4,5}	385 VDC (PFC 入力)			
	アダプタ ²		オープン フレーム ³	
INN4774C	145 W		170 W	
INN4775C	155 W		180 W	
INN4776C	170 W		200 W	
INN4777C	185 W		220 W	

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

1. 最高出力電力は、IC パッケージの最高温度を 125 °C 未満に維持した状態で設計によって異なります。
2. 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。
3. 最小のピーク電力容量。
4. C パッケージ: InSOP-24D。
5. INN42xx シリーズはユニバーサル AC 入力設計に最適化されています。
INN47xx シリーズは、PFC 入力によるピーク電力設計に最適化されています。

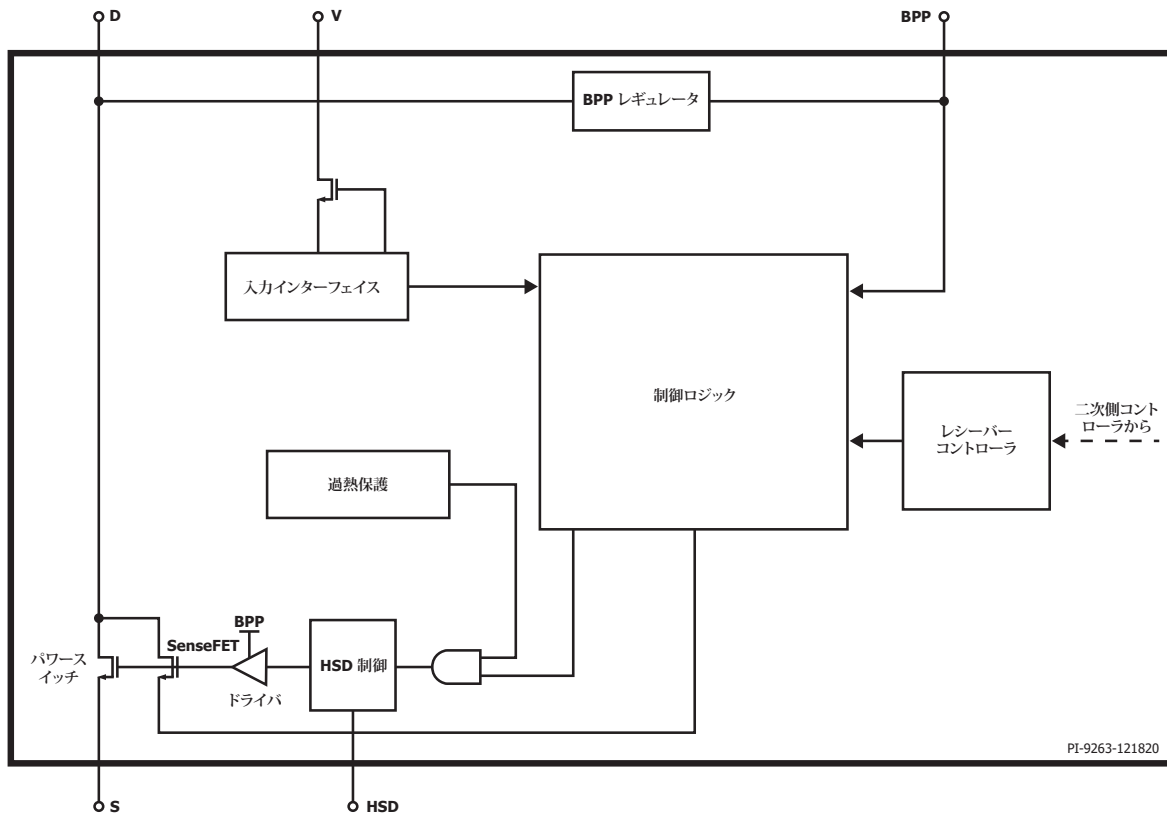


図 3. 一次側コントローラのブロック図

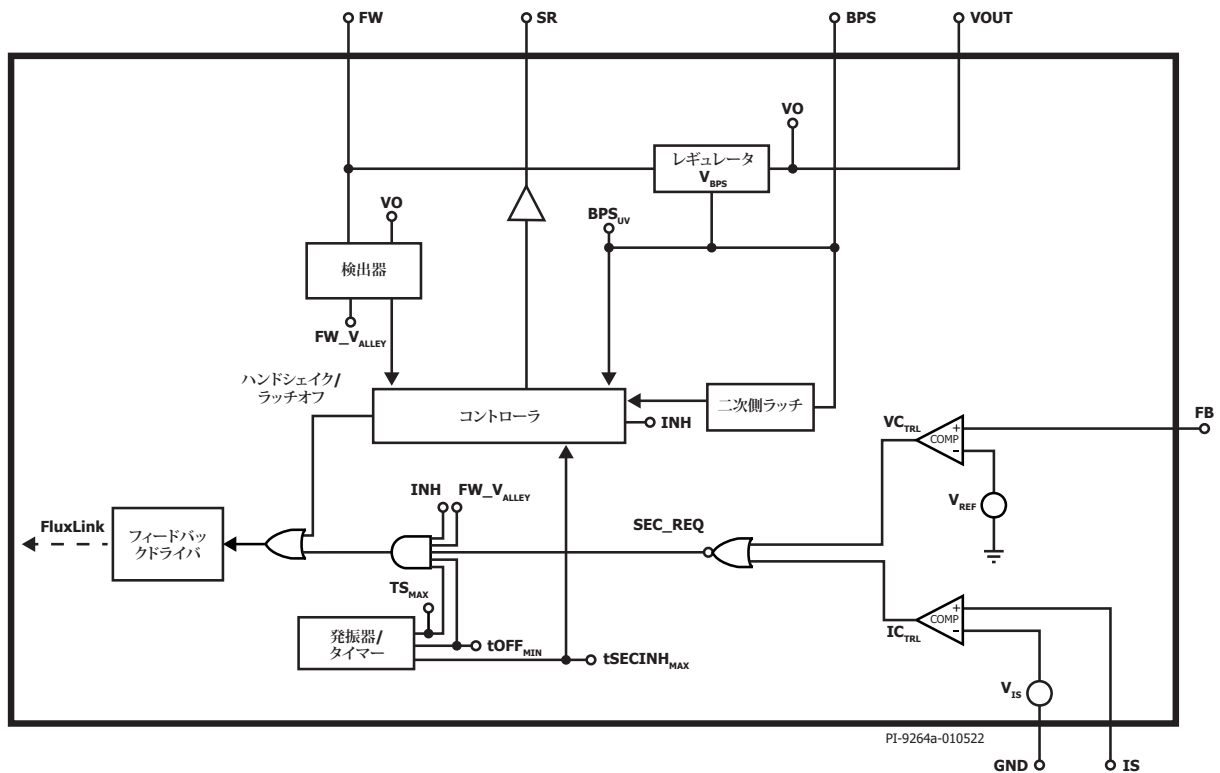


図 4. 二次側コントローラのブロック図

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圧回路に接続します。

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} がスレッショ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、SOURCE 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。

HSD ピン (ピン 15)

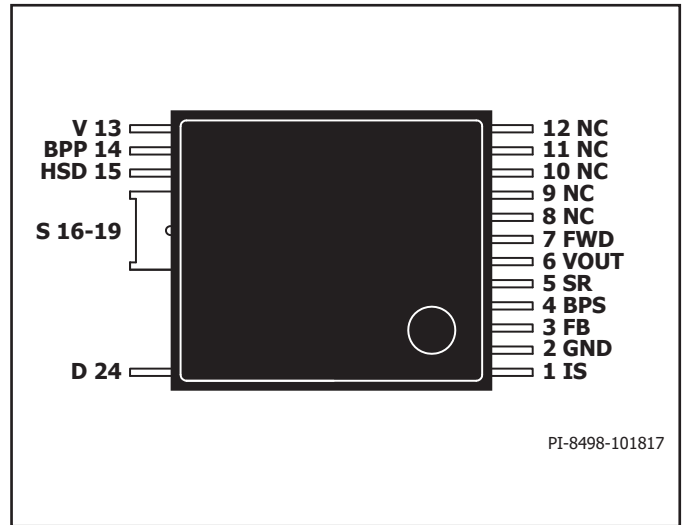
HSD ピンは、グランドに接続されています。

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。一次側 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。



PI-8498-101817

図 5. ピン配置図

InnoSwitch4-QR の機能の概要

InnoSwitch4-QR IC 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磁気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ための、安全で信頼性が高く、コスト効率に優れた手段を提供します。

InnoSwitch4-QR の一次側コントローラは、連続動作モード (CCM) で動作できる疑似共振 (QR) フライバック コントローラです。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、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-QR 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 動作で最適な ZVS を実現するため)、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

効率の向上と出力電力容量の拡張を実現するために、InnoSwitch4-QR IC は可変周波数のコントローラを内蔵し、CCM/DCM モードで動作します。

PRIMARY BYPASS ピン レギュレータ

PRIMARY BYPASS ピンには、パワー スイッチがオフの時に 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-QR IC 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、5 V 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-QR 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) の設定します。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。

コンデンサ容量は 2 つの容量 0.47 μ F と 4.7 μ F から選択でき、それぞれ、標準 ILIM 設定とハイ ILIM 設定に用います。

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、H コードによるラッチ/オートリスタートの 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することでこの保護機能を実現します。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。

VOUT 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、オートリスタートまたはラッチオフ応答のいずれかになります。

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。

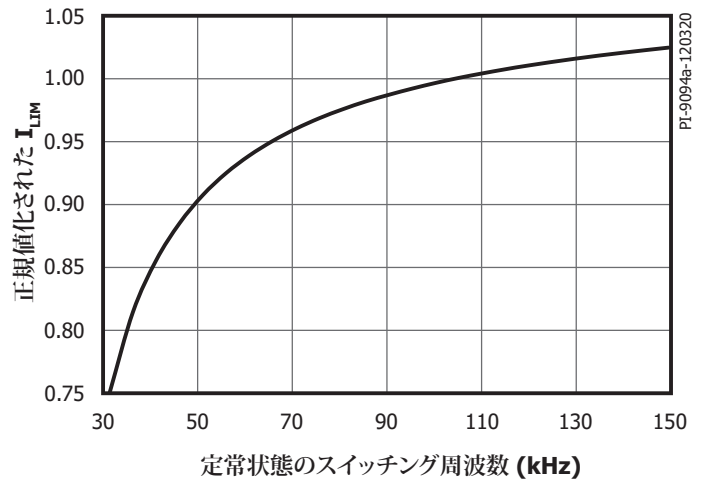


図 6. 正規化された一次側電流 - 周波数特性

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 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

正規化されたカレント リミットは、 f_M の変調周波数で、100% から 95% の間で変調されます。その結果、平均周波数が約 100 kHz の時に約 7 kHz の周波数ジッターが生じます。

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-QR IC はオートリスタート (AR) に移行するか、ラッチオフします。ラッチ状態は、PRIMARY BYPASS ピンが約 3 V 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 ミリ秒 (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にリセットされます。

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 I_{LM} 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 SOURCE ピン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て $ILIM$ 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、ブラウンイン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 ピンの電流がブラウンアウトスレッシュホールドを下回り、 t_{UV} よりも長い間ブラウンアウト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 ピンの電流がブラウンイン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。

入力電圧 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。

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よく似ています)。

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」時間の間、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、スレープ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。

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。

出力電圧 5 V 未満でデバイスを動作する場合、レギュレータへの電流供給は FWD ピンからの供給能力に限定されており、その結果 $VBPS_{(V_{UVLO}(TH))}$ がトリガされる可能性があります。BPS レギュレーションを維持するには、外部バイアス回路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より下に低下した時にオフになります。

連続動作モード (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圧回路の中間点は、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センス抵抗は、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、FluxLink 接続を使用して、一次側への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のスイッチング要求周波数は 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、ソフトスタート タイマーが終了するまでの約 10 ms の間、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約 10 ms 間にわたって、 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が切れる前に出力電圧が $V_{FB(AR)}$ スレッショールドを上回らない場合、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 ピン短絡保護モード ($V_{FB(OFF)}$) 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の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サイクル要求は、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 と組み合わせて使用するか、独立して使用できます。

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、FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ スレッショールドを下回ると、二次側は、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 未満です。二次側は、FEEDBACK ピンがグランドにショートしたことを検知すると、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 V_{FB} 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-QR の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 ($t_{AR(OFF)}$) またはラッチオフ保護を開始します (機能コードに関する補足情報の二次側異常応答の欄を参照)。

出力定電流

InnoSwitch4-QR IC 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 ピンからの容量性結合によって生じる 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は、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。

インテリジェント疑似共振モード スイッチング

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に、InnoSwitch4-QR には、コンバータが不連続動作モード (DCM) で動作している場合に、一次側パワースwitchの電圧が最小電圧に近づいた時に強制的にターンオンさせる機能が搭載されています。DCM ではこの動作モードが自動的に動作し、コンバータが連続動作モード (CCM) に移行すると停止します。

この動作では、一次側での磁気リングの谷を検出するのではなく、FORWARD ピンのピーク電圧が出力電圧レベルを超えて上昇することを確認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witchの最小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。

疑似共振 (QR) モードは、DCM が検出された後、20 μ s の間有効になります。20 μ s 後に QR スイッチングは無効となり、この時点より二次側からの要求によって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 1 μ s のブランキング時間があります。

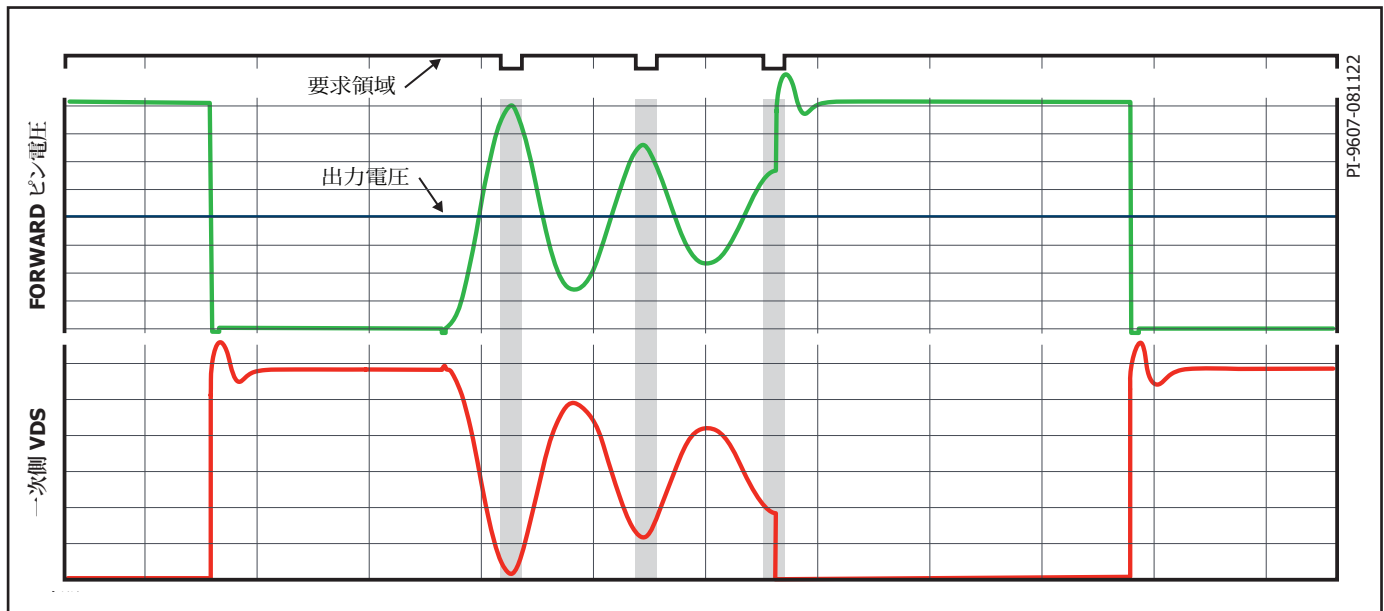


図 7. インテリジェント ゼロボルトスイッチング

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ると、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。AR タイマーが切れると、二次側は、AR をトリガする前に、約 45 ms の間、一次側へのスイッチング要求の送信を停止します。この期間中に負荷電流が電流検出スレッシュホールドを下回ると、二次側はオートリスタートをトリガすることなく、通常どおりに要求の送信を開始します。

これらの2つのケースを上図の上図 8 に示します。

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なっている $V_{FB(AR)}$ が設定されている) 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 INN477xC の場合、一次側ターンオン時の SR 電圧スパイクが低いため、常に DCM が推奨されます。InnoSwitch4-QR IC には、DCM スイッチング サイクルのみを許可するオプションがあります。FORWARD ピン電圧の共振波形の最初の谷で、最も早いスイッチング ウィンドウが有効になります。設計全体で電力供給を確保するため、この機能を有効にするには $K_p > 1.2$ を推奨します。

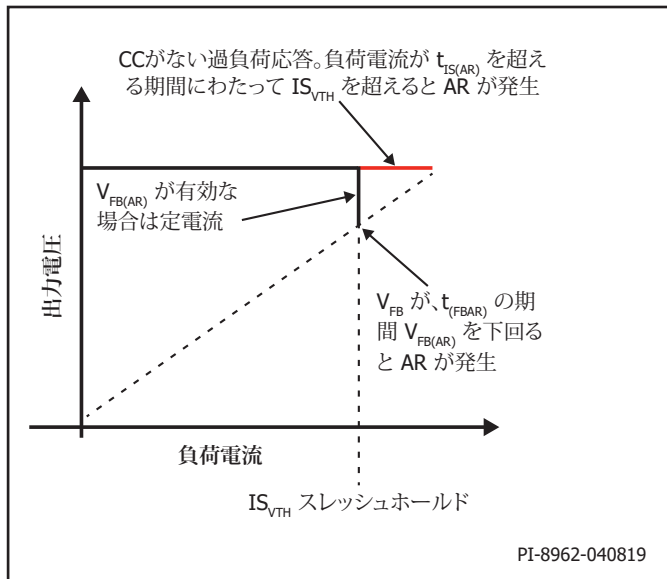


図 8. 電流センス抵抗による過負荷応答

応用例

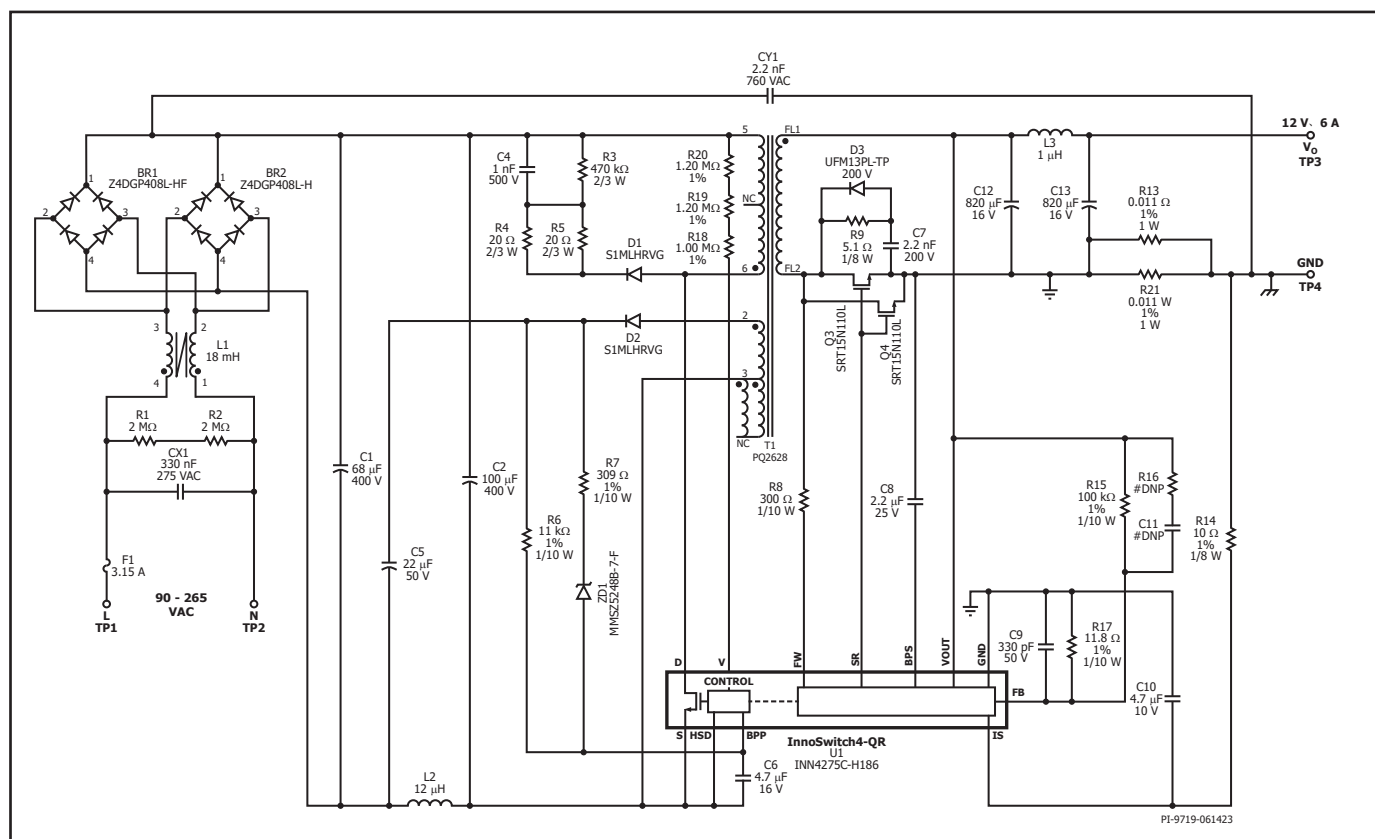


図 9. InnoSwitch4-QR IC を使用した 72 W ネットワーク電源の回路図

図 9 に示す回路は、INN4275-Hxxx IC を使用した、12 V、6 A、72 W の電源です。このネットワーク電源は、DOE レベル 6 及び EC CoC v5 に準拠します。

入力 ヒューズ F1 は、部品異常から回路を絶縁して保護します。共通モードチョーク L1 と Y コンデンサ CY1 は共通モードノイズを低減し、インダクタ L2 はコンデンサ C1 及び C2 とともに π フィルタを形成し、CX1 とともにディファレンシャルモード EMI を低減します。抵抗 R1 及び R2 は、安全のため、電源のターンオフ時に CX1 コンデンサに格納されているエネルギーを消費します。ブリッジダイオード BR1 と BR2 は AC 入力電圧を整流し、全波整流 DC を生成します。

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-QR IC のドレイン端子に接続されます。抵抗 R18、R19、及び R20 は、入力電圧センサ抵抗で、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。

D1、R3、R4、R5、及び C4 で形成される R2CD 一次側クランプ回路は、U1 に内蔵されるパワースwitchのターンオフ時に、U1 のピーク ドレイン電圧を制限します。

InnoSwitch4-QR U1 は、最初に AC 印加された時に内部の高電圧電流源により BPP コンデンサ C6 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 C5 によりフィルタされます。R6 抵抗は、InnoSwitch4-QR IC の BPP ピンに流入する電流の量を決定します。十分な電流を BPP ピンに流入することにより、U1 の内部電流源は C6 を充電する必要がなくなり、無負荷状態及び通常動作時の消費電力が最小限に抑えられます。

ツェナーダイオード ZD1 は、一次側検出の出力過電圧を提供します。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。コンバータの出力時に過電圧が発生した場合、補助巻線の電圧が上昇し、ZD1 が導通します。それにより、InnoSwitch4-QR IC の BPP ピンに電流が流入します。BPP ピンに流れる電流が ISD スレッショールドを超えると、InnoSwitch4-QR 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。抵抗 R7 は、出力電圧保護がトリガされた場合に、BPP ピンに流入す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、選択された ILIM 範囲の上限値近くでほとんどのスイッチングサイクルが発振するようになります。一方で、軽負荷もしくは無負荷の場合には、選択された ILIM 範囲の下限値近くでスイッチングサイクルが発振するか、またはスイッチングサイクルが発振しない状態となります。サイクルが有効になると、スイッチの電流が特定の動作状態によって決定されるデバイスのカレントリミットまで上昇するまで、スイッチはオンのままになります。

InnoSwitch4-QR 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 FET のドライブを行います。トランスの二次側巻線の電圧は、二次側同期整流 FET (SR FET) Q3 及び Q4 によって整流され、コンデンサ C12、L3、及び C13 によってフィルタされます。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 (R9、C7 及び D3) によって低減します。ダイオード D3 は、抵抗 R9 での電力損失を最小限に抑制します。

Q3 及び Q4 のゲートは、検出抵抗 R8 を介して IC の FWD ピンにて検出される二次側巻線電圧に基づいて、IC U1 の二次側コントローラによって、オンになります。

連続動作モード時、SR FET は、FluxLink を介して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には、SR FET の電圧降下がスレッシュホールドの $V_{SR(TH)}$ を下回るとオフします。

一次側パワースイッチを二次側が制御することにより、一次側及び二次側のパワースイッチの同時導通を防止し、信頼性の非常に高い同期整流動作を実現します。

抵抗 R8 は、U1 の BPS ピンに流入する電流を制限します。InnoSwitch4-QR IC の BPS ピンに接続されているコンデンサ C8 は、内部回路のためのデカップリング コンデンサです。

出力電流は、抵抗 R13 及び R21 にわたる電圧降下を監視することで検出します。電流測定は、抵抗 R14 とコンデンサ C10 でフィルタされてから、IS ピンと SECONDARY GROUND ピン間電圧として検知されます。内部電流検出スレッシュホールドは、損失軽減のため、最大約 36 mV です。出力電流スレッシュホールドを超えると、InnoSwitch4-QR IC は、その構成に応じて、可変周波数及び一次側スイッチの可変ピーク電流制御方式を使用して出力電流を固定し続けるか、電源をシャットダウンします。抵抗 R15 及び R17 を介して出力電圧を検出し、FB ピンで 1.265 V の電圧が得られるように制御することで出力電圧レギュレーションを実現します。コンデンサ C9 は FB ピン信号のノイズフィルタとして機能し、出力リップルを低減させる必要がある場合には、抵抗 R16 と C11 をフィードフォワード回路として用いることができます。

レイアウトの例

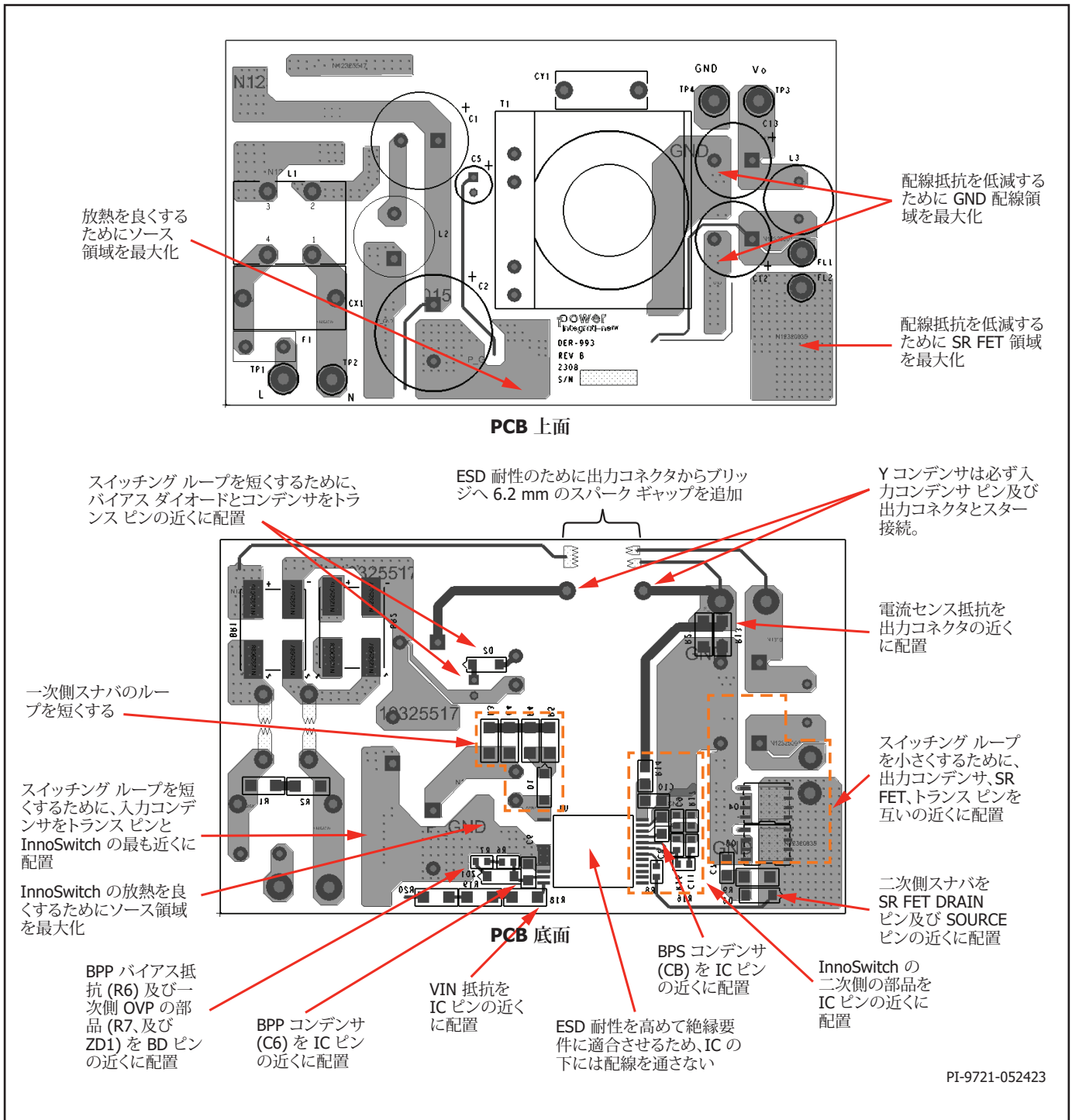


図 10. 基板レイアウトの例

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% を超える程度、最大デバイスの効率は 92% を超える程度を想定しています (大きなデバイスにおいては熱的な環境制約から効率は 92% を超える程度とする必要があります)。
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 未満に保つように、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_{INIT}) 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-QR 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アス巻線出力と 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ア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、バイアス巻線と出力巻線のカップリングが不十分で、バイア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、整流されたバイア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ア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アス 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-QR 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。ただし、InnoSwitch4-QR 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アス巻線が必要です。トランスに備えた補助 (バイアス) 巻線を使用します。バイアス巻線から 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。

二次側過電圧保護 (オートリスタート モード)

InnoSwitch4-QR 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 $I_{\text{BPS(SD)}}$ 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、 $1.25 \times V_{\text{OUT}}$ 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-QR 一次側回路の部品

BPP コンデンサ

InnoSwitch4-QR 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 μF または 4.7 μF 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% を超えて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 は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。

バイアス巻線と外部バイアス回路

InnoSwitch4-QR 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アス巻線を設け、少なくとも 4 mA の電流を PRIMARY BYPASS ピン、クランプ BP1 ピン、及び BP2 ピンに供給することが出来るバイアス回路を作成します。

バイアス巻線については、電源の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最低でも 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大きくなります。

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。一般的に InnoSwitch4-QR IC の PRIMARY BYPASS ピンに流入する電流を制限するには、リニア レギュレータ回路が必要です。

コンデンサには、その両端に印加される最大電圧の 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。標準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-QR IC 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バスに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-QR 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 12 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-QR IC の INPUT VOLTAGE MONITOR ピンの電流が減少します。これにより、InnoSwitch4-QR 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。

SECONDARY BYPASS ピン – デカップリング コンデンサ

InnoSwitch4-QR IC の SECONDARY BYPASS ピンのデカップリングを行うには、2.2 μ F、10V/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 μ F 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。動作時の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 は推奨しません。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% を超えて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、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。

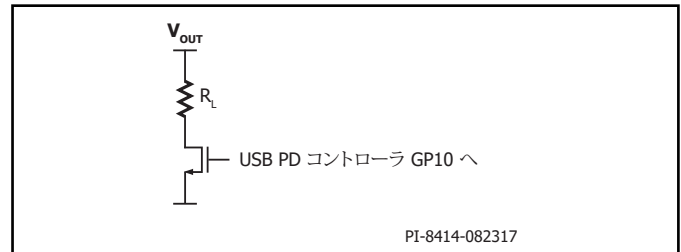


図 11. アクティブダミー負荷回路

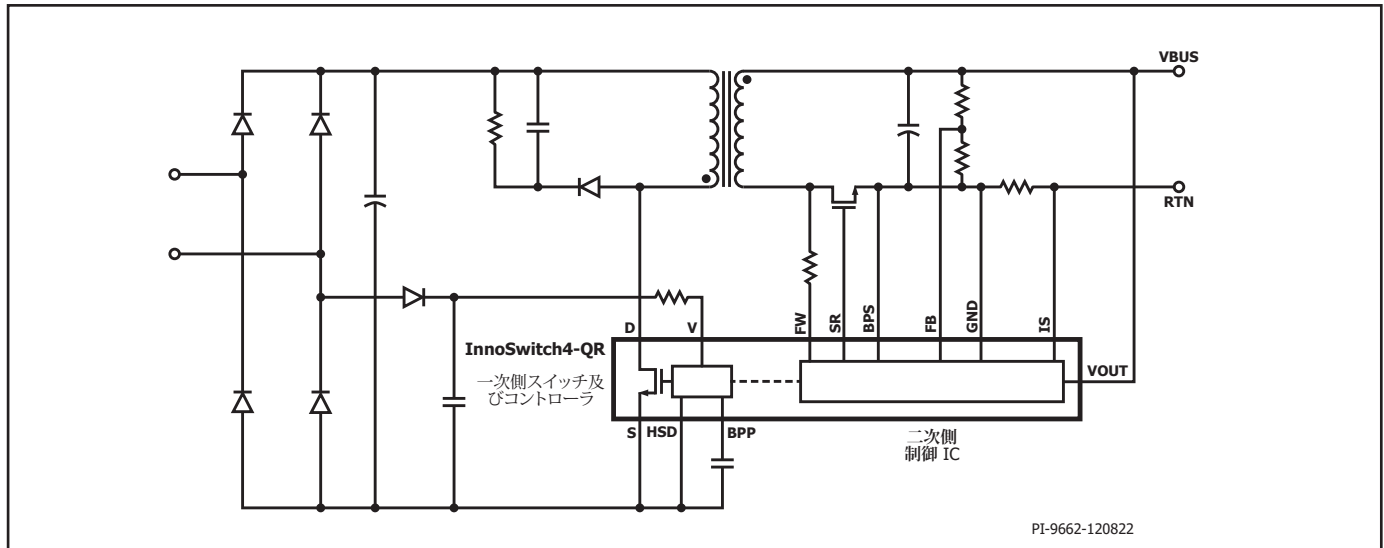


図 12. AC 高速リセット構成

FORWARD ピン抵抗

十分な IC 電流を供給するために、 $300\ \Omega$ 、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 13、14、15、及び 16 に、FORWARD ピン電圧の許容できない波形及び許容できる波形の例を示します。VD は、SR の順方向電圧降下です。

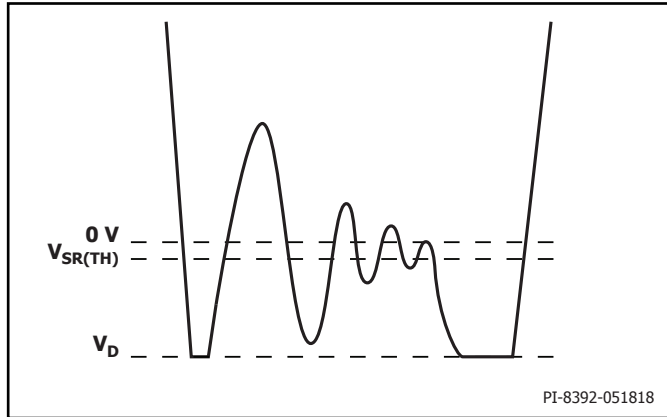


図 13. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できない FORWARD ピン波形

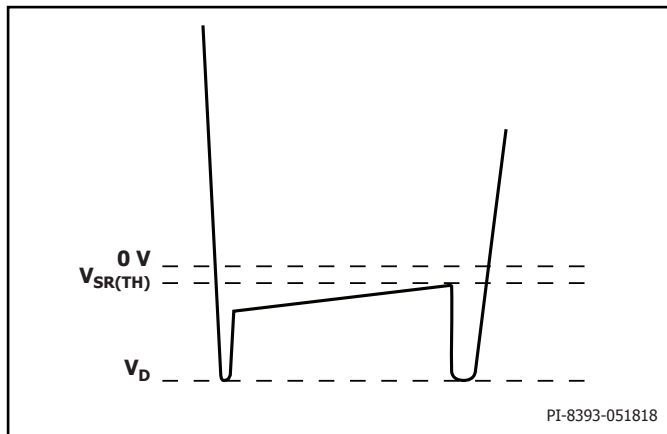


図 14. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できる FORWARD ピン波形

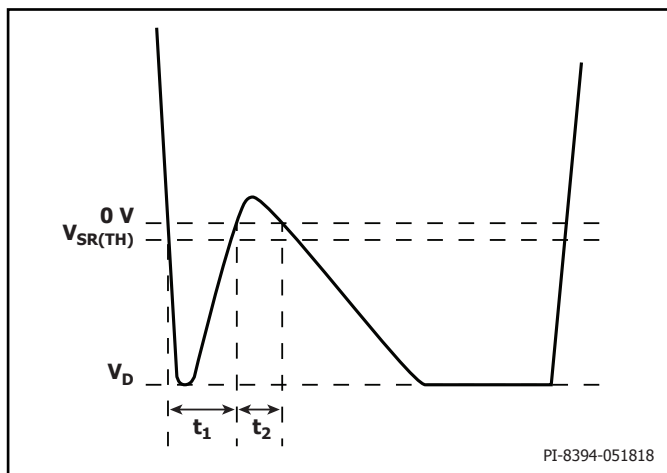


図 15. フライバック サイクル中のボディ ダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できない FORWARD ピン波形

注:

$t_1 + t_2 = 1.5\ \mu\text{s} \pm 50\ \text{ns}$ 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。

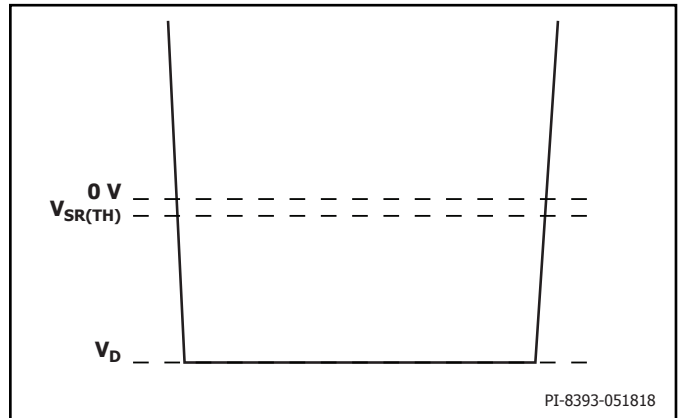


図 16. フライバック サイクル中のボディ ダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できる FORWARD ピン波形

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、欧州の CoC 及び米国の DoE のエネルギー効率要求を満足するために頻繁に要求される動作効率の大きな改善を実現することができます。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-QR 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。

出力が 20 V、3 A の場合、 $8\ \text{m}\Omega$ $R_{DS(ON)}$ の FET が適しています。定格出力が 20 V、5 A の設計には $6\ \text{m}\Omega$ $R_{DS(ON)}$ の FET が適しています。高出力電流設計の場合は、2 つの SR FET を並列接続します。SR FET のドライバは、電源レールとして 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。データシートでゲート電圧 4.5 V、全温度範囲で $R_{DS(ON)}$ が規定されている、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。

SR FET 間にショットキー ダイオードを接続することを推奨します。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-QR 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。SR FET と並列にショットキー ダイオードを接続することで、効率が向上する場合がありますが、効率向上の程度は大きくはありません。出力電圧定格 2 A 以上の設計でショットキー ダイオードを追加すると、0.2% 以上の効率の改善が期待されます。

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 1 A あたり 200 μ F ~ 300 μ F のアルミニウム ポリマーコンデンサの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。電圧分圧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-QR 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-QR IC の近くに配置します。

出力過負荷保護

V_{PK} スレッシュホールド未満の出力電圧では、InnoSwitch4-QR 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で動作します。カレント リミットは、ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの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-QR 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圧電圧を変化させて出力電圧を変換するために、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-QR 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-QR を使用する電源の推奨基板レイアウトは、図 10 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 及び SECONDARY BYPASS ピン コンデンサは、それぞれ PRIMARY BYPASS-SOURCE ピン及び SECONDARY BYPASS-SECONDARY GROUND ピンの近傍に直接配置し、これらのコンデンサへの接続は短い配線にする必要があります。

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。

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小さ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) 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 入力に間に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witch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。

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. $1\ \mu\text{F}$ 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 $70\ \text{V}$ を超えるようにするために $2\ \mu\text{F}/\text{W}$ 以上を推奨しますが、 $3\ \mu\text{F}/\text{W}$ 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-QR IC 固有の特徴として、最大負荷時のスイッチング周波数を $50\ \text{kHz} \sim 140\ \text{kHz}$ 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 $130\ \text{kHz}$ 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保護のためのオートリスタートに入る $140\ \text{kHz}$ 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witchのドレイン電圧への影響を示します。

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-QR 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。 $15\ \text{V}$ 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 17)。

$$K_p = K_{\text{RP}} = I_{\text{R}} / I_{\text{P}}$$

K_p の値が 1 より大きい場合は、不連続動作モードを示します (図 18)。この場合、 K_p は、一次側パワースwitchのオフ時間と二次側ダイオード導通時間の比率です。

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

ほとんどの InnoSwitch4-QR 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。

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 $6.2\ \text{mm}$ 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 $3.1\ \text{mm}$ が使用され、 $6.2\ \text{mm}$ 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、必要な治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、または専門家にご相談ください。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-QR 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、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 $200\ \text{Cmils}/\text{Amp}$ 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。ただし、DCM 専用設計の場合、漏れインダクタンスを最小限に抑え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と効果があります。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。この配置では、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-QR 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。

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。

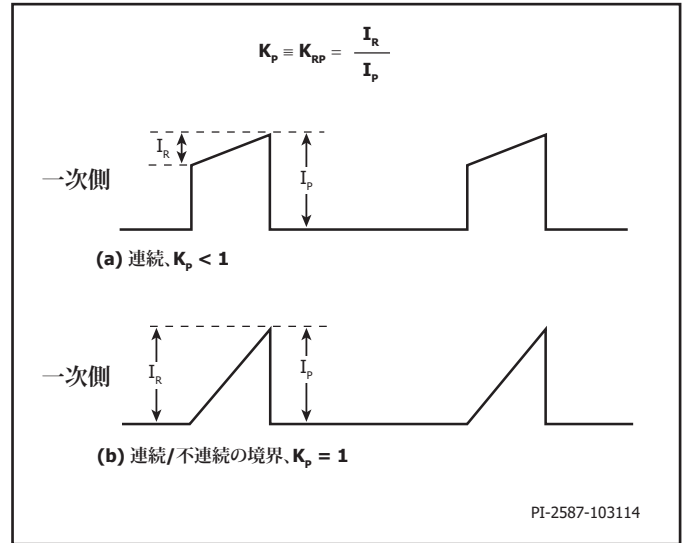


図 17. 連続動作モードの電流波形, $K_p < 1$

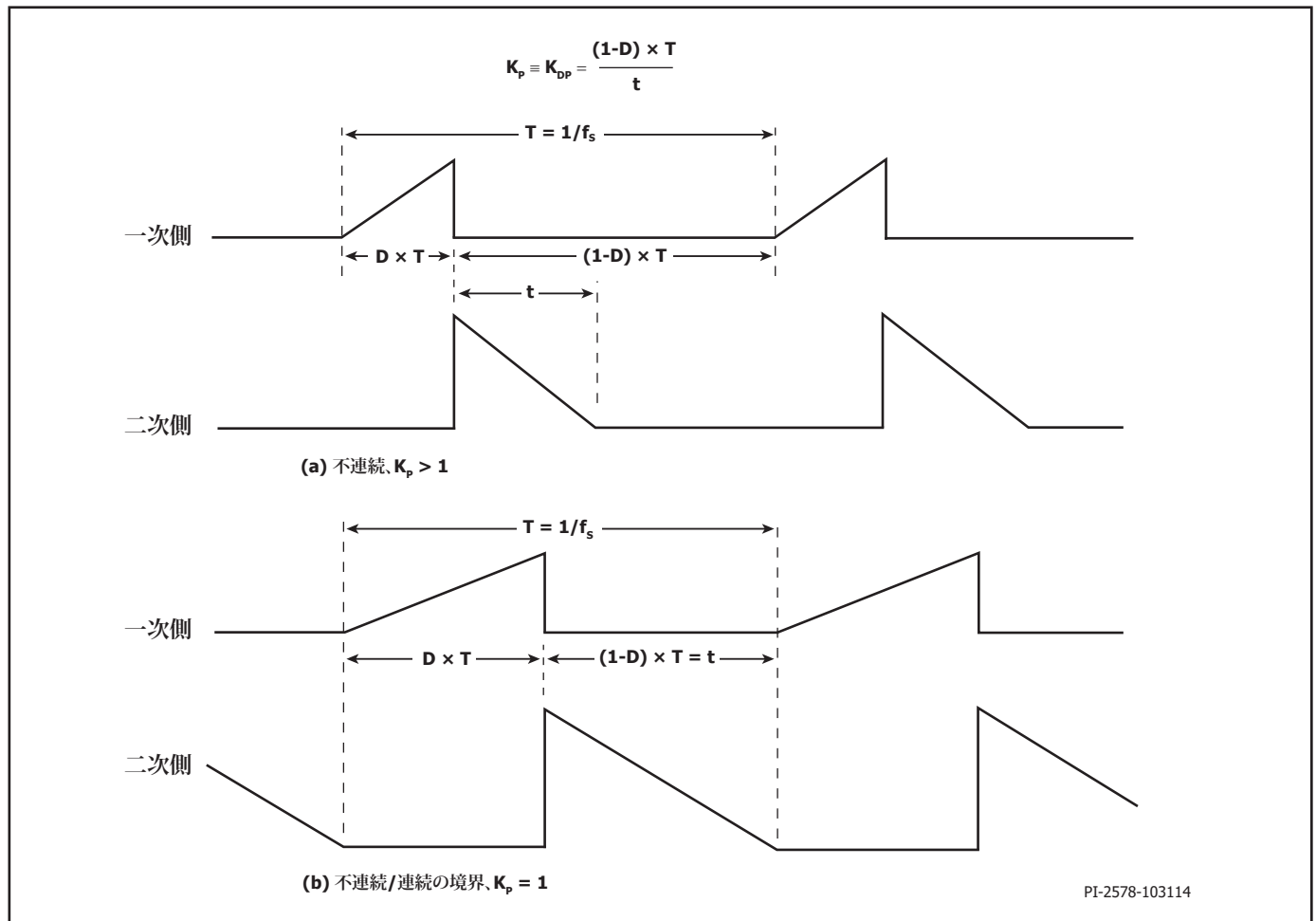


図 18. 不連続動作モードでの電流波形, $K_p > 1$

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-QR 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とピーク (過負荷) 出力電力で、InnoSwitch4-QR IC の V_{DS} が最大連続ドレイン電圧を超えないことを確認します。また、SR FET がブレイクダウン電圧の 90% を超えないことを確認します。
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、一次側パワースイッチ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、及び最高周囲温度で、InnoSwitch4-QR 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確認します。InnoSwitch4-QR 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-QR 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 ピンでの標準的な電圧波形を図 19 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。一次側パワースイッチ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 19 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。一次側パワースイッチのピーク 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 未満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。

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。

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} をさらに高く維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

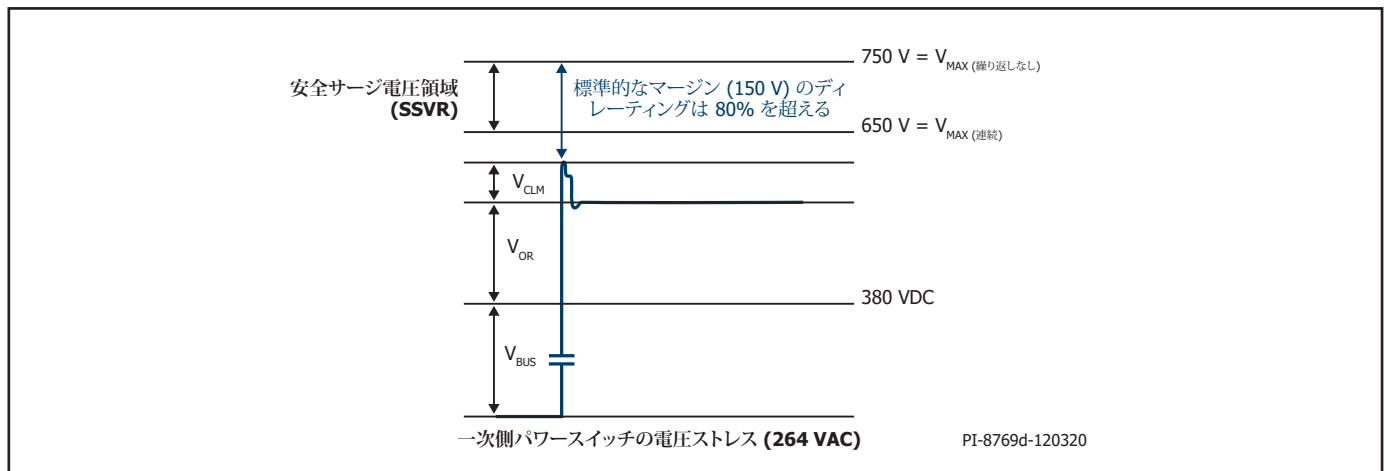


図 19. 264 VAC 入力電圧のピークドレイン電圧

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧.....	-0.3 V ~ 750 V ⁵
DRAIN ピンのピーク電流: INN4x74C.....	10 A ⁷
INN4x75C.....	14 A ⁷
INN4x76C.....	19 A ⁷
INN4x77C.....	26 A ⁷
BPP/BPS ピン電圧.....	-0.3 ~ 6 V
BPP/BPS ピン電流.....	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

注:

- すべての電圧は SOURCE と SECONDARY GROUND を基準とし、 $T_A = 25\text{ °C}$ 。
- 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。
- 通常は内部回路によって制限されます。
- ケースから 1/16 インチの点で 5 秒間。
- 最大ドレイン電圧 (非繰り返しパルス)、ディレーティング計算用..... -0.3 V ~ 750 V。
最大連続ドレイン電圧..... -0.3 V ~ 650 V。
- 500 μsec 未満の絶対最大電圧は 3 V です。
- 最大電圧と電流の組み合わせについては、図 23 を参照してください。

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 °C ~ 125 °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 °C		23	25	27	kHz
ジッター変調周波数	f _M	T _j = 25 °C、 f _{SW} = 100 kHz	INN4276C-7C INN477xC	150	250	400	Hz
			INN4274C-5C	0.83	1.25	1.70	kHz
最大 ON 時間	t _{ON(MAX)}	T _j = 25 °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 V (パワースイッチ スイッチング無し) T _j = 25 °C		145	300	425	μA
	I _{S2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (パワースイッチ 180kHz でスイッチング) T _j = 25 °C	INN4274C	2.2	3.20	3.70	mA
			INN4275C	2.2	3.20	3.70	
			INN4276C	3.43	4.29	5.15	
			INN4277C	3.44	4.30	5.16	
			INN4774C	2.36	2.95	3.54	
			INN4775C	2.36	2.96	3.55	
			INN4776C	3.36	4.20	5.04	
	INN4777C	3.43	4.29	5.15			
BPP ピン充電電流	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V、T _j = 25 °C		-1.75	-1.35	-0.88	mA
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V、T _j = 25 °C		-5.98	-4.65	-3.28	
BPP ピン電圧	V _{BPP}	T _j = 25 °C		4.8	5	5.16	V
BPP ピン電圧ヒステリシス	V _{BPP(H)}	T _j = 25 °C			0.5		V
BPP シャント電圧	V _{SHUNT}	I _{BPP} = 2 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 °C		2.8	3.15	3.5	V
UV/OV ピンブラウンインス レッシュホールド	I _{UV+}	T _j = 25 °C	INN427xC	23.1	25.2	27.5	μA
			INN477xC	50.9	55.5	60.6	
UV/OV ピンブラウンアウト スレッシュホールド	I _{UV-}	T _j = 25 °C	INN427xC	20.5	23	25	μA
			INN477xC	42.5	47.0	51.1	

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 (続き)						
ブラウンアウト遅延時間	t_{UV-}	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		35		ms
UV/OV ピン入力過電圧 スレッシュホールド	I_{OV+}	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	106	115	118	μA
UV/OV ピン入力過電圧 ヒステリシス	$I_{OV(H)}$	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		8		μA
UV/OV ピン入力過電圧回復 スレッシュホールド	I_{OV-}	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	100			μA
入力回路保護						
VOLTAGE ピン入力過電圧 Deglitch フィルタ	t_{OV+}	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 注 B を参照		3		μs
VOLTAGE ピン電圧定格	V_v	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	650			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
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} (100 kHz でスイッ チング)	di/dt = 475 mA/μs T _J = 25 °C	INN4274C	1953	2100	2247	mA
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	INN4275C	2139	2300	2461	
		di/dt = 660 mA/μs T _J = 25 °C	INN4276C	2697	2900	3103	
		di/dt = 770 mA/μs T _J = 25 °C	INN4277C	3162	3400	3638	
		di/dt = 1200 mA/μs T _J = 25 °C	INN4774C	3348	3600	3852	
		di/dt = 1300 mA/μs T _J = 25 °C	INN4775C	3534	3800	4066	
		di/dt = 1600 mA/μs T _J = 25 °C	INN4776C	3906	4200	4494	
		di/dt = 1700 mA/μs T _J = 25 °C	INN4777C	4278	4600	4922	
ハイ カレント リミット (BPP) コンデンサ = 4.7 μF	I _{LIMIT+1} (100 kHz でスイッ チング)	di/dt = 475 mA/μs T _J = 25 °C	INN4274C	2162	2350	2538	mA
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	INN4275C	2374	2580	2786	
		di/dt = 660 mA/μs T _J = 25 °C	INN4276C	2990	3250	3510	
		di/dt = 770 mA/μs T _J = 25 °C	INN4277C	3505	3810	4115	
		di/dt = 1200 mA/μs T _J = 25 °C	INN4774C	3708	4030	4352	
		di/dt = 1300 mA/μs T _J = 25 °C	INN4775C	3919	4260	4601	
		di/dt = 1600 mA/μs T _J = 25 °C	INN4776C	4324	4700	5076	
		di/dt = 1700 mA/μs T _J = 25 °C	INN4777C	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	INN4273C-5C	130	140	151	kHz
			INN4276C-7C INN477xC	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.	

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
出力							
オン抵抗	R _{DS(ON)}	INN4274C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44	Ω
			T _J = 100 °C		0.49	0.62	
		INN4275C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39	
			T _J = 100 °C		0.41	0.54	
		INN4276C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.18	0.28	
			T _J = 100 °C		0.27	0.37	
		INN4277C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.145	0.21	
			T _J = 100 °C		0.23	0.29	
		INN4774C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44	
			T _J = 100 °C		0.49	0.62	
		INN4775C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39	
			T _J = 100 °C		0.41	0.54	
		INN4776C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.18	0.28	
			T _J = 100 °C		0.27	0.37	
		INN4777C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.145	0.21	
			T _J = 100 °C		0.23	0.29	
オフ時ドレイン漏れ電流	I _{DSS1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V V _{DS} = 80% ピーク ドレイン電圧 T _J = 125 °C				200	μA
	I _{DSS2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V V _{DS} = 325 V T _J = 25 °C			15		μA
過熱シャットダウン	T _{SD}	注 A を参照		135	142	150	°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		°C
ドレイン供給電圧				50			V

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_J = -40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
二次側						
FEEDBACK ピン電圧	V_{FB}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.250	1.265	1.280	V
最大スイッチング周波数	f_{SREQ}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	164	180	194	kHz
OUTPUT VOLTAGE ピンの オートリスタート タイマー	$t_{FB(AR)}$ $t_{VOUT(AR)}$ $t_{IS(AR)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		50		ms
無負荷時の BPS ピン電流	I_{SNL}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		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ュ ホールド	$V_{BPS(UVLO)(TH)}$		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ュ ホールド	$I_{SV(TH)}$	外付け抵抗で設定 $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	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 スレッシュホールド電流	$I_{BPS(SD)}$		6	8.9	12	mA
FEEDBACK ピン短絡	$V_{FB(OFF)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		100		mV

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
同期整流器 @ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$						
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	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	125	165	195	mA
SR ピン プルダウン電流	$I_{SR(PD)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	315	365	415	mA
立ち上がり時間	t_R	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ 注 B を参照	10 ~ 90%	50		ns
立ち下がり時間	t_F	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ 注 B を参照	90 ~ 10%	25		ns
出力プルアップ抵抗	R_{PU}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{ V}$ $I_{SR} = 10\text{ mA}$	6	8.9	10.5	Ω
出力プルダウン抵抗	R_{PD}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{ V}$ $I_{SR} = 10\text{ mA}$	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. このパラメータは設計保証値です。
 C. 正確なカレント リミット値を得るため、定格の $0.47\text{ }\mu\text{F}$ または $4.7\text{ }\mu\text{F}$ 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
$0.47\text{ }\mu\text{F}$	-60%	+100%
$4.7\text{ }\mu\text{F}$	-50%	N/A

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

標準性能曲線

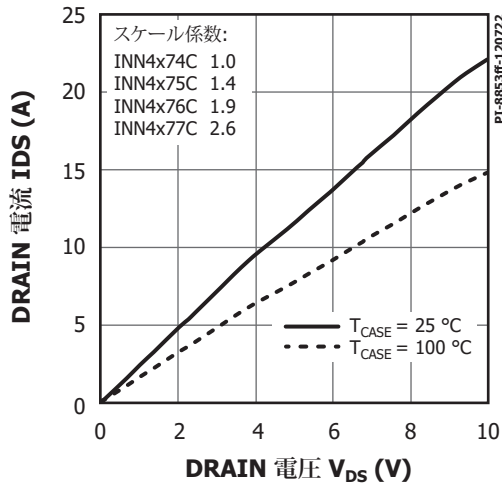


図 20. 出力特性

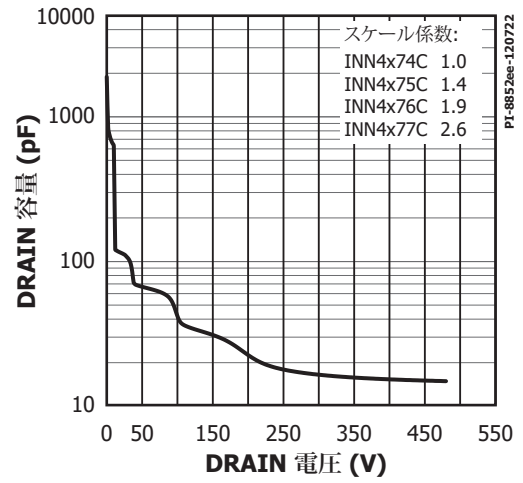


図 21. COSS - ドレイン電圧

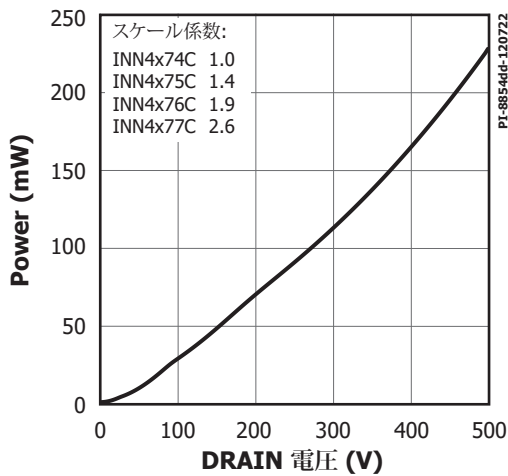


図 22. DRAIN 容量電力

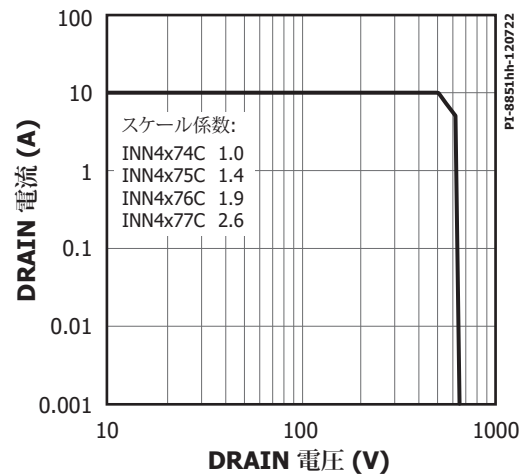


図 23. 最大許容 DRAIN 電流 - DRAIN 電圧

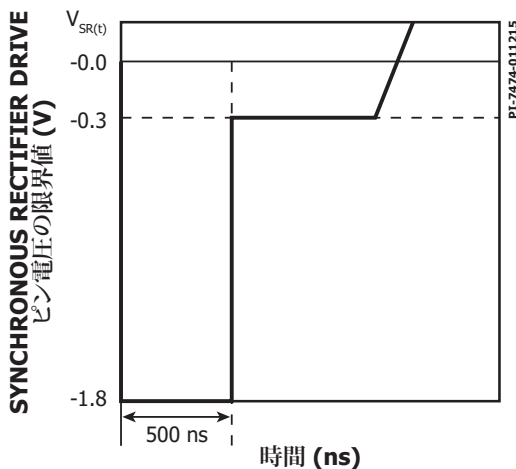


図 24. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの負の電圧

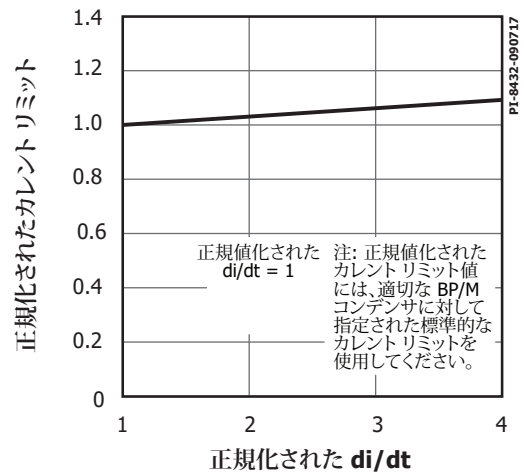


図 25. 標準カレントリミット - di/dt

InSOP-24D

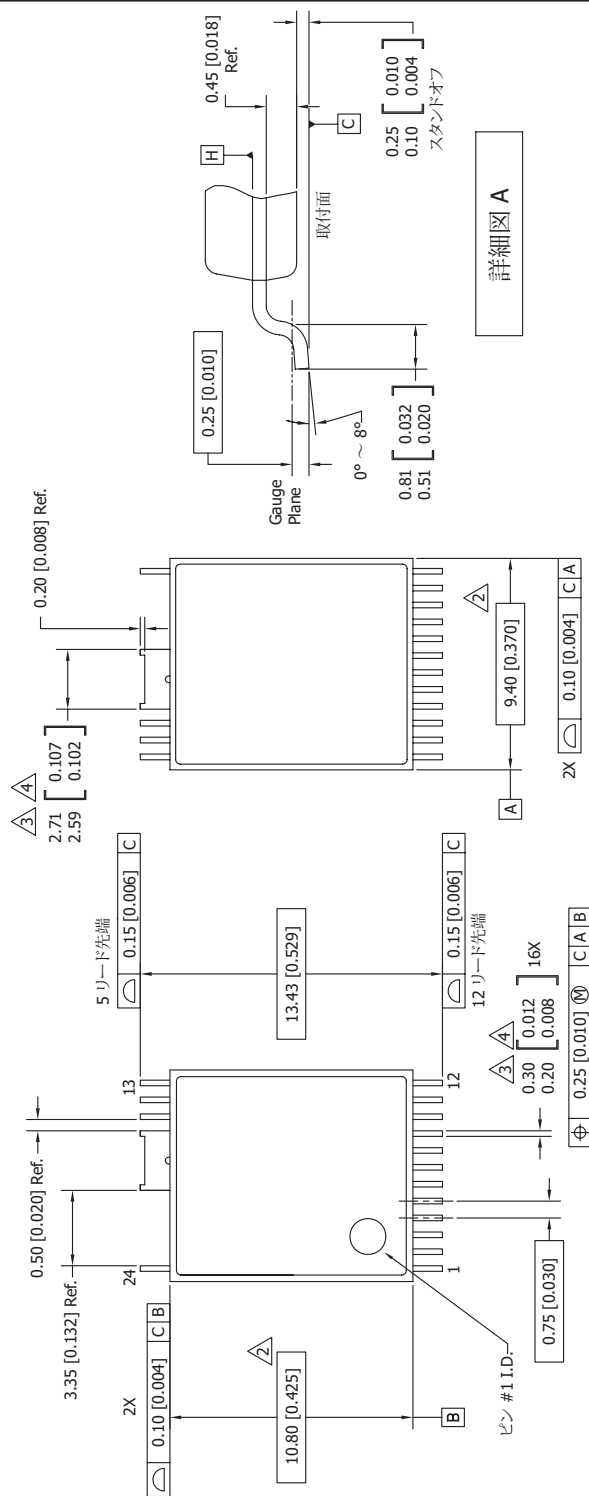


圖 10-1-1

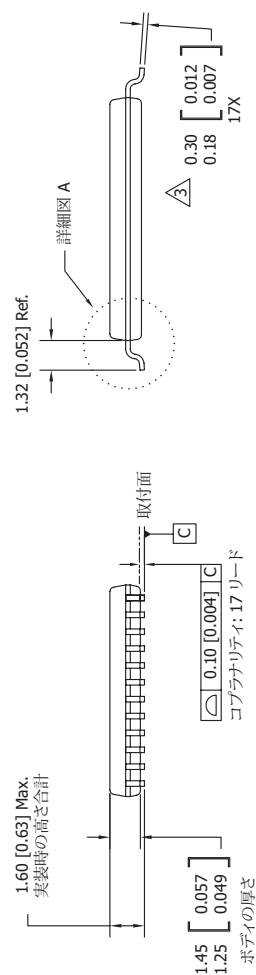
底面図

側面圖

新田區

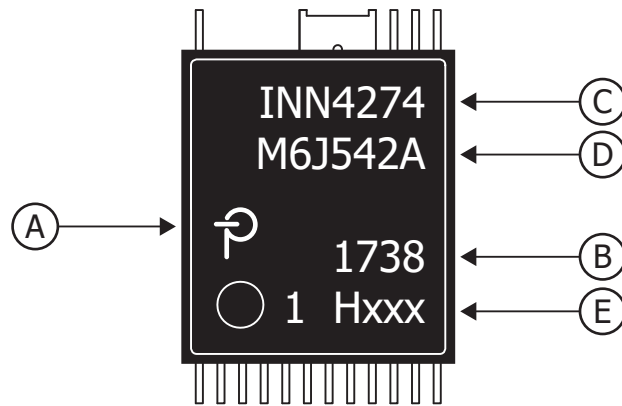
注: 1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M - 1994 に準拠します。

- 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。これには、モールド フラッシュ、タイバー、バリ、ゲートのバリ、及びリード間跡、バリは含まれませんが、プラスチック本体の上部及び下部の間の寸法が言えます。最大型突起は、側面図に 0.18 [0.007] です。
- 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。



パッケージのマーキング

InSOP-24D



- A. Power Integrations のロゴ
- B. アセンブリのデートコード (年の下 2 桁、その後に 2 桁の週表示)
- C. 製品 ID (部品番号/パッケージ タイプ)
- D. ロット ID コード
- E. テスト サブロット及び機能コード

PI-8727p-120822

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

INN427xC 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	イネーブル	AR	有効/有効化
H182	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	–	ラッチ オフ	有効/有効化
H183	63%	ラッチ オフ	ラッチ オフ	固定 CC	–	ラッチ オフ	有効/有効化
H184*	90%	ヒステリシス	AR	固定 CC	イネーブル	AR	無効化/有効化
H185	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	有効化	AR	有効/有効化
H186	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	有効化	ラッチオフ	無効/有効化

*INN4274/75 では利用不可。

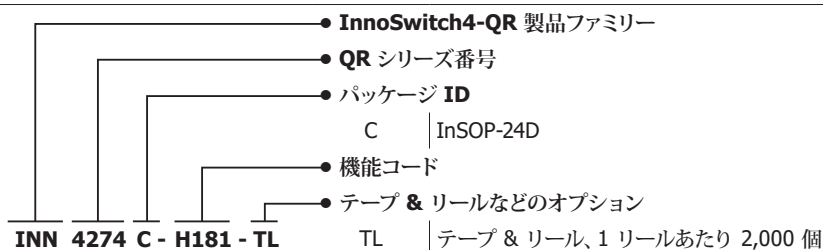
注記: 表に記載のない機能の組み合わせについては、各地の Power Integrations の販売サポート担当にお問い合わせください。

INN477xC 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	ブラウンインスレ シュホールド	DCM のみ
H187	63%	ヒステリシス	AR	固定 CC	–	AR	有効化/有効化	公称 200 V*	無効
H188	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	–	ラッチ オフ	有効化/有効化	公称 100 V*	有効化
H189	63%	ラッチ オフ	ラッチ オフ	固定 CC	–	ラッチ オフ	有効化/有効化	公称 200 V*	有効化
H190	90%	ヒステリシス	AR	固定 CC	–	AR	無効化/有効化	プログラム制御	有効化
H191	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	有効化	AR	有効化/有効化	公称 200 V*	無効
H192	OL	ヒステリシス	AR	CV のみ	–	ラッチ オフ	無効化/有効化	プログラム制御	無効

*4 mΩ V ピン抵抗

品番コード体系表



改訂	注	日付
A	製造リリース。	10/23
B	20 ページの I_{S2} 及び f_M の仕様を更新。	02/24

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の黙示保証なども含めて、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

世界本社 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 37 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 (ゲートドライバ販売) 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