

725V 一次側MOSFETと二次側同期整流ドライバを内蔵した高効率オ ブライン CV/CC QR フライバック 電源IC

製品ハイライト

絶縁と非絶縁の用途に最適

- 正出力及び負出力を備えたフライバック
- マルチモード疑似共振 (QR)/CCM フライバック コントローラ、725 V 一次側 MOSFET、二次側の電圧および電流検知、SR ドライバを搭載
- FluxLink™ フィードバック内蔵
- 小型パッケージにより基板面積を縮小
- 負荷範囲全体で高効率
- 外付け部品やトランス設計に依存しない高精度 CV/CC
- ゼロ負荷から最大負荷の瞬時変動において、5 V 出力の 20% レギュレーション制限に容易に適合

EcoSmart™ - 高エネルギー効率

- 230 VAC 入力時の無負荷時消費電力 5 mW 未満
- 世界中のあらゆるエネルギー効率規制に容易に適合する設計を実現
- 最大負荷時最大効率 90% を達成

優れた保護/安全性

- 出力過電圧保護内蔵
- SR FET のゲートオープン検出
- ヒステリシス過熱保護機能
- 過負荷時の電力制限 15 W 未満 (5 V 及び 3 A 未満)
 - 高精度内部 CC (定電流) 制限

安全規格及び規制遵守

- 絶縁電圧 4000 VAC を超える強化絶縁
 - 生産ラインでの HIPOT 100% 検査対応
- UL1577 絶縁耐圧 4000 VAC (最大)、TUV (EN62368-1)、CQC (GB4943.1) 安全認証を取得 VDE 0884-17 (EN60747-17) 承認申請中
- EN61000-4-2、4-3 (30 V/m)、4-4、4-5、4-6、4-8 (100 A/m)、及び 4-9 (1000 A/m) などの EN61000-4 suite 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

- 家電製品及び産業用システムの補助電源

概要

InnoSwitch™3-TN ファミリーは、家電製品、コンシューマー向け製品、及び産業用途で使用される補助電源の効率を劇的に向上させます。この高性能フライバック コントローラは絶縁と非絶縁の両方の設計に最適で、最大負荷時の効率は最大 90%、負荷範囲全体にわたってフラットな効率、及び極めて低い無負荷時待機電力を実現できます。InnoSwitch3-TN は、2 つの正電圧レール、または正電圧と負電圧レールの両方を備えた高精度 5 V 単出力電源として使用できます。

725 V 一次側 MOSFET、一次側及び二次側フライバック コントローラは、独自の FluxLink 通信チャンネルを使用して結合されます。安全規格を取得した FluxLink 通信により、信頼性の高い同期整流と高精度 CV 及び CC 出力を実現します。包括的な安全特性には、出力過電流保護と過熱保護が含まれます。小型の MinSOP パッケージを採用し、外部部品点数が少ないため、InnoSwitch3-TN IC はコンパクトな設計に最適です。

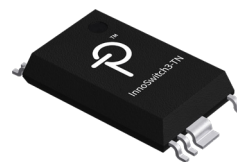


図 2. 小型 MinSOP-16A M パッケージ。

最大出力電力テーブル

製品 ⁴	230 VAC	85-265 VAC
	オープン フレーム ^{1,2,3}	オープン フレーム ^{1,2,3}
INN3072M	12 W	10 W
INN3073M	15 W	12 W
INN3074M	21 W	16 W

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

1. 最小のピーク電力容量。
2. 最大出力電力は設計によって異なります。パッケージ温度を 125°C 未満に制限してください。
3. 内部出力電流センシングが無効になっていることを想定 (IS-GND ピンは短絡)
4. パッケージ: MinSOP-16A。

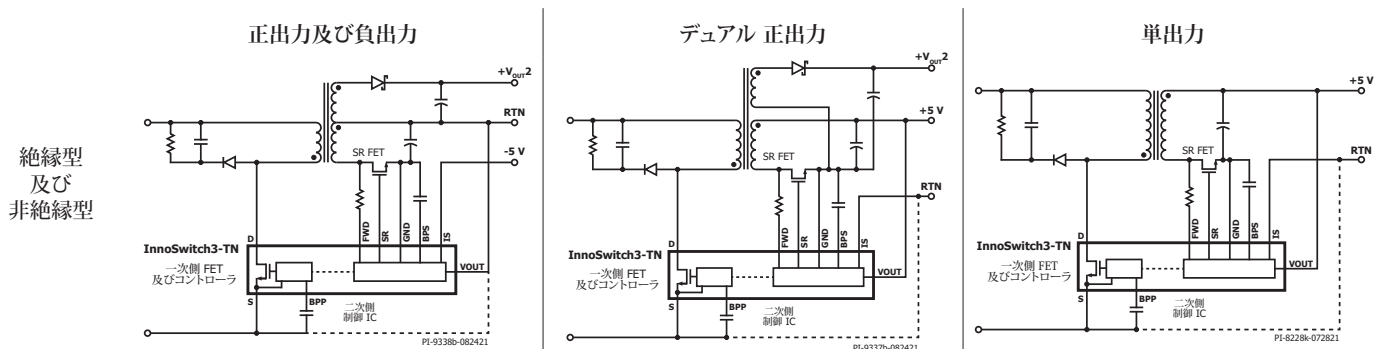
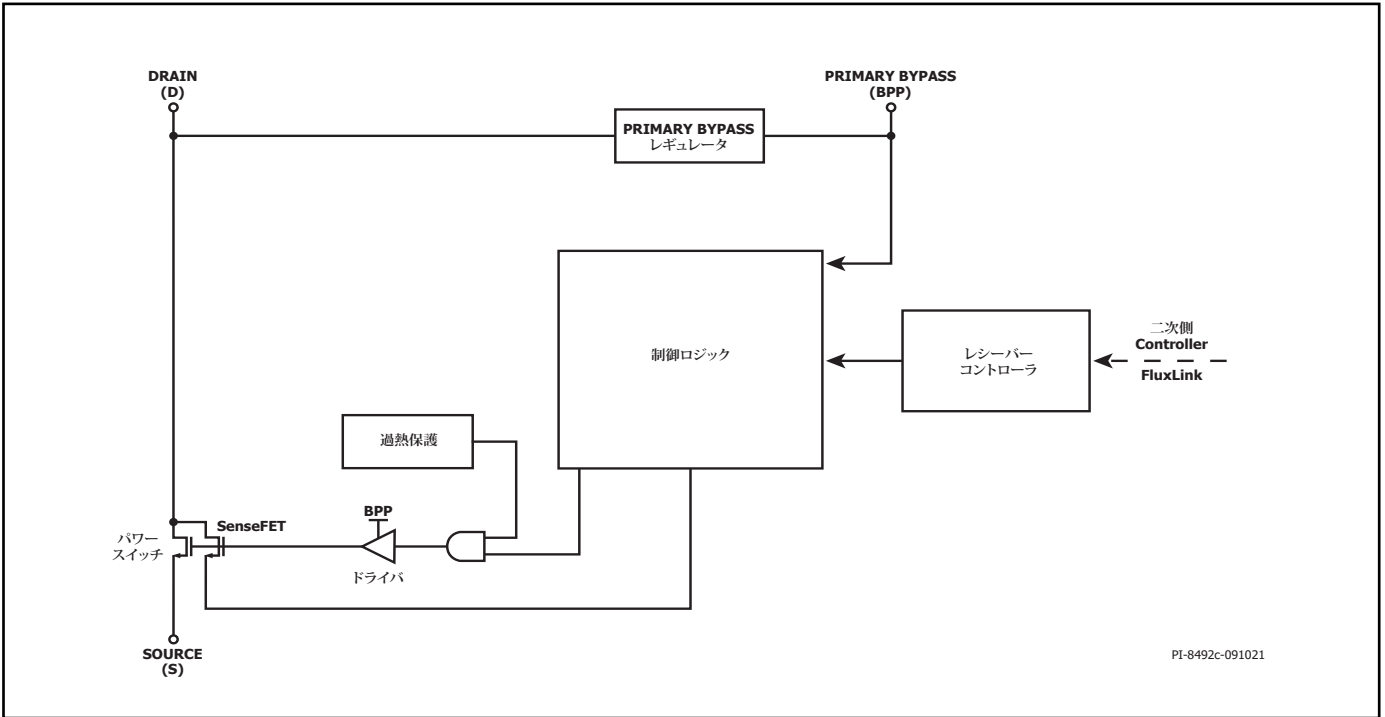
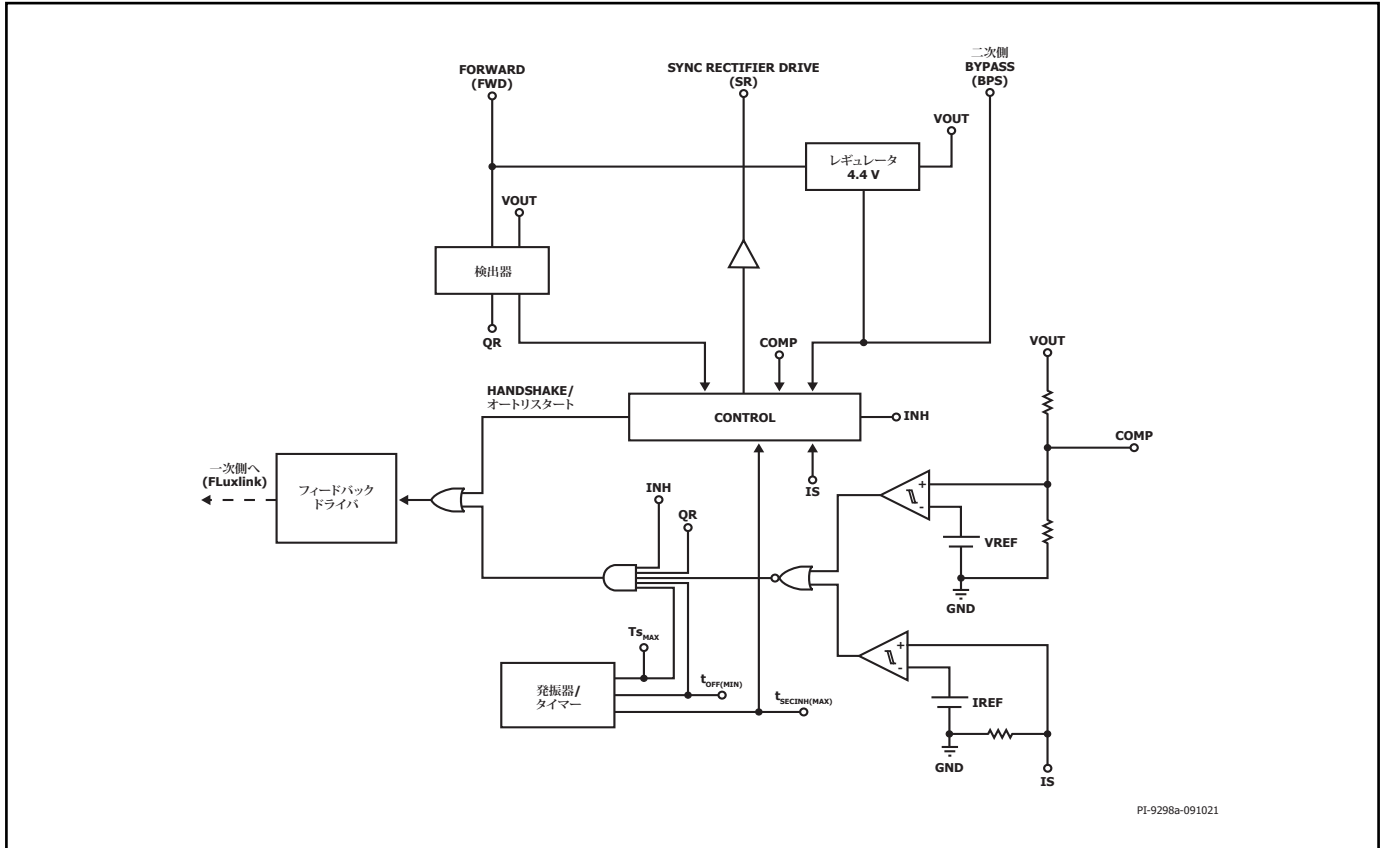


図 1. InnoSwitch3-TN を使用した電源構成例



PI-8492c-091021

図 3. 一次側コントローラのブロック図



PI-9298a-091021

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)

電源出力端子への接続。内部電流センスは、このピンと SECONDARY GROUND ピンの間に接続されています。

SECONDARY GROUND (GND) ピン (ピン 2)

二次側 GND です。電源出力の GND ではないことに注意してください。

COMPENSATION (COMP) ピン (ピン 3)

このピンは、内部フィードバック ネットワークに接続します。このピンは、オープンのままにする必要があります。

SECONDARY BYPASS (BPS) ピン (ピン 4)

二次側 IC 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 のゲート接続端子です。

OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピン (ピン 6)

電源の出力電圧に直接接続してください。このピンは、二次側 IC 用にバイアスを供給すると同時に、出力電圧を高精度に制御するために IC 内部のフィードバックパスに接続されます。

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。また、 V_{OUT} がスレッシュホールドを下回った場合、二次側コントローラに電力を供給します。

No Connection (NC) ピン (ピン 8)

接続しないでください。このピンは、オープンのままにする必要があります。

No Connection (NC) ピン (ピン 9)

このピンは、SOURCE ピンに接続してください。

PRIMARY BYPASS (BPP) ピン (ピン 10)

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。

SOURCE (S) ピン (ピン 11-13)

このピンは、パワー MOSFET のソース接続です。また、PRIMARY BYPASS ピンの基準電位でもあります。

DRAIN (D) ピン (ピン 16)

このピンは、パワー MOSFET のドレインに接続されています。

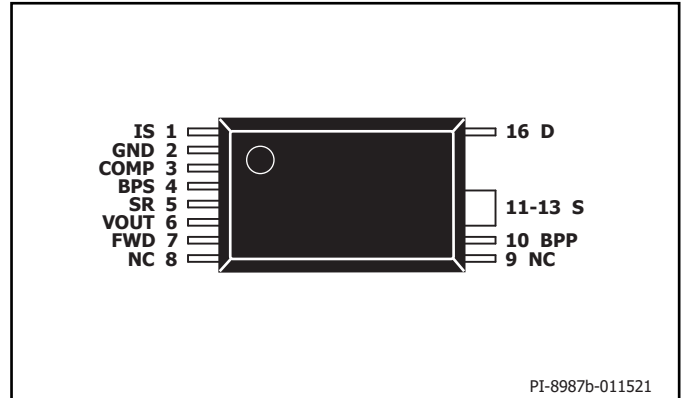


図 5. ピン配置図

InnoSwitch3-TN の機能の概要

InnoSwitch3-TN IC ファミリは、高電圧パワー MOSFET スイッチと、一次側コントローラ及び同期整流器 (SR) ドライバを備えた二次側コントローラを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、磁気誘導カップリング フィードバック スキーム (FluxLink) を採用し、安全で、信頼性が高く、コスト効率に優れた、一次側に正確なスイッチング情報を伝えるための手段を提供します。

InnoSwitch3-TN の一次側コントローラは疑似共振 (QR) フライバックコントローラで、連続動作モード (CCM)、臨界モード (CrM)、及び不連続動作モード (DCM) で動作します。このコントローラは、可変周波数と可変電流制御の組み合わせを使用します。一次側コントローラは、周波数ジッター発振器、磁氣的に二次側コントローラと結合している受信回路、カレントリミットコントローラ、PRIMARY BYPASS ピン上の 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、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 MOSFET で構成されます。

InnoSwitch3-TN 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、二次側の SECONDARY BYPASS ピンに接続する 4.4 V レギュレータ、同期整流器 (MOSFET) ドライバ、QR モード回路、発振器とタイミング回路で構成されます。二次側コントローラは、包括的な保護機能も提供します。

図 3 と図 4 に、最も重要な機能を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。

応用例

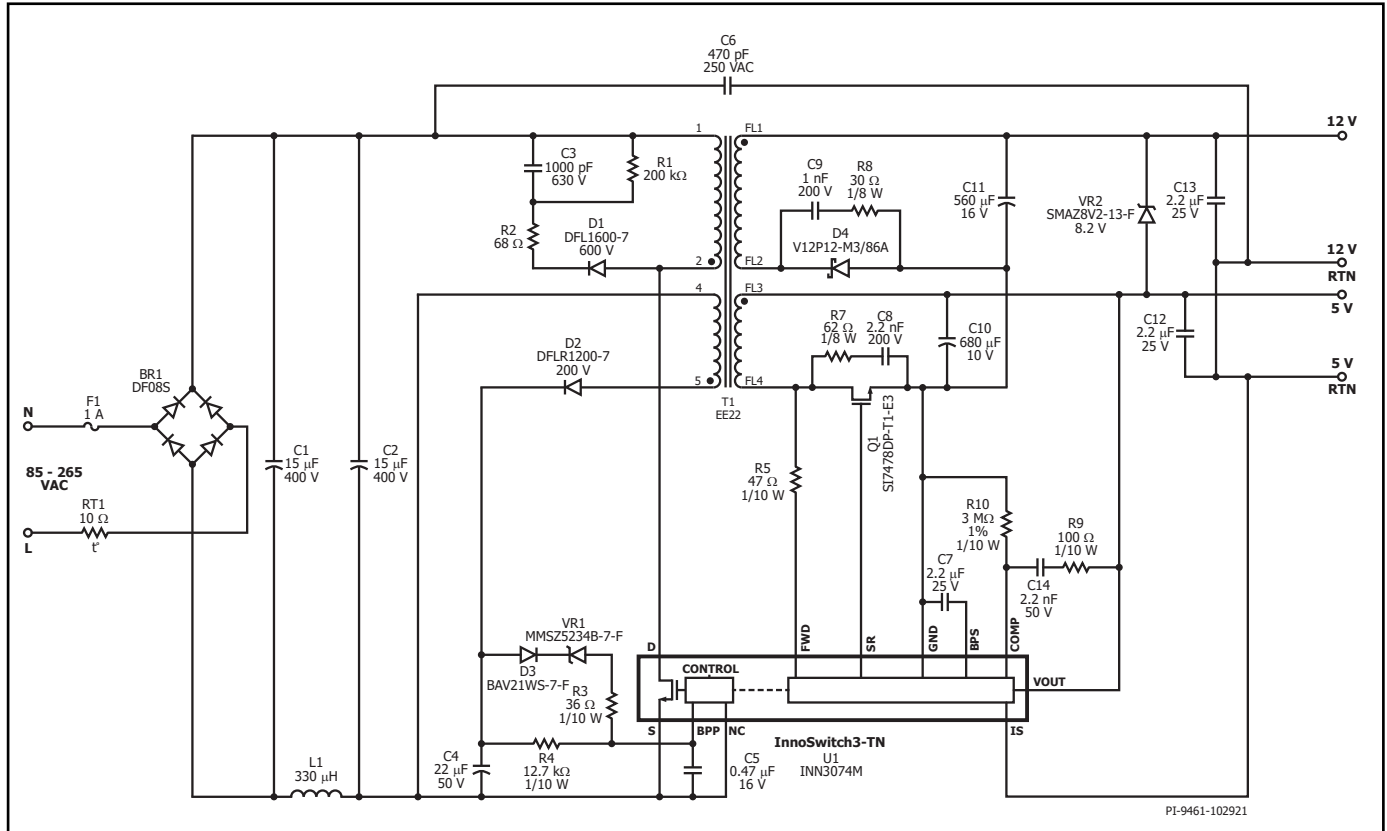


図 6. RDK-710, 5 V, 1.4 A 及び 12 V, 0.5 A の HVAC (暖房機器、換気装置、エアコン) アプリケーション

図 6 に示す回路は、INN3074M を使用した、部品点数の少ない、5 V, 1.4 A 及び 12 V, 0.4 A のデュアル出力電源です。このデュアル出力設計は、ポストレギュレータなしでクロスレギュレーション要件を満たす高効率設計を特徴としています。

ブリッジダイオード BR1 は、AC 入力電圧を整流します。コンデンサ C1 及び C2 では、整流された AC 入力のフィルタリングを行うとともにインダクタ L1 と合わせて π フィルタが形成され、ディファレンシャルモード EMI を低減します。電源出力リターンと入力コンデンサの間に接続されている Y コンデンサ C6 は、コモンモード EMI を低減します。

サーミスタ RT1 は、電源が入力 AC 電源に接続されている場合に、突入電流を制限します。

入力ヒューズ F1 は、電源部品の重大な故障によって発生する過大な入力電流を防止します。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 InnoSwitch3-TN 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。

ダイオード D1、抵抗 R2 と R1、及びコンデンサ C3 で形成される低コスト RCD 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。また、トランス T1 の漏れリアクタンスに蓄えられているエネルギーを消費します。

InnoSwitch3-TN 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 R4 は、InnoSwitch3-TN IC (U1) の PRIMARY BYPASS ピンに供給される電流を制限します。一次側過電圧保護 (オートリスタート) は、電流制限抵抗 R3 とツェナーダイオード VR1 を使用して実現します。

InnoSwitch3-TN IC の二次側コントローラは、出力電圧検出、出力電流検出、及び同期整流用パワースイッチのドライブを行います。二次側 5 V 出力巻線は、SR FET Q1 によって整流され、コンデンサ C10 によってフィルタされます。放射 EMI を発生させるスイッチング時の高周波リングは、スナバ (抵抗 R7 とコンデンサ C8) によって低減します。二次側 12 V 出力巻線は、ショットキーダイオード D4 によって整流され (12 V 出力の同期整流は推奨されません)、コンデンサ C11 によってフィルタされます。放射 EMI を発生させるスイッチング時の高周波リングは、スナバ (抵抗 R8 とコンデンサ C9) によって低減します。

同期整流 (SR) はパワースイッチ Q1 により行われます。スイッチ Q1 は、IC U1 に内蔵される二次側コントローラによって抵抗 R5 を介して検出される巻線電圧に基づいてオンし、電流は IC の FORWARD ピンに入力されます。IC の内部フィードバック回路は VOUT ピンを介して 5 V 出力に接続されているため、FORWARD ピンは、抵抗 R5 を介して 5 V 巻線に接続することを推奨します。

連続モード動作時、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、スイッチ両端の電圧降下

が 0 V 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を実現します。

IC 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。InnoSwitch3-TN IC U1 の SECONDARY BYPASS ピンに接続されるコンデンサ C7 は、内部回路のためのデカップリング コンデンサです。

合計出力電流は、IS ピンと GROUND ピン間の内蔵センス抵抗によって、損失が最小限で抑えられるように標準電圧スレッショールド 35 mV で監視されます。メイン出力は、VOUT ピンを介して検出されます。検出された電圧は、内部フィードバック抵抗分割に処理され、標準内部基準電圧 1.265 V と比較してレギュレーションを維持します。より厳しい 5 V 出力レギュレーションを達成するために、抵抗 R10 (低い内部フィードバック抵抗と効果的に並列接続される) を使用することもできます。出力電圧リップルを低減するため、位相ブースト回路 R9 及び C14 を、5 V の内部上側フィードバック抵抗に並列に接続します。

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 VDC 以上です。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 82% 以上。
3. $\pm 10\%$ のトランスの一次インダクタンス公差。
4. 跳ね返り電圧 (V_{OR}) は、ユニバーサル入力の最小入力電圧に対して $K_p = 0.8$ 、高入力設計に対して $K_p = 1$ を維持するように設定されています。
5. オープン フレーム設計の最大導通損失 = 0.6 W。
6. SOURCE ピン温度を 125 °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。
7. オープン フレーム設計の場合は周囲温度が 40 °C 以下。
8. 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 (オートリスタート モード)

InnoSwitch3-TN IC の一次側で検出された出力過電圧保護では、 I_{SD} のスレッショールド電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるとトリガされる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必要が

あります。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

InnoSwitch3-TN 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。InnoSwitch3-TN 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が必要になり、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低い電源を実現します。一次側スナバや電源トランスなどの外付け部品の最適化により、無負荷時待機電力がさらに削減されます。図 6 の抵抗 R4 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。デュアル出力アプリケーションの場合、5 V 出力に 30 mA 負荷がかかったときの待機電力は 300 mW 未満になります。

部品の選択

InnoSwitch3-TN 一次側回路の部品

BPP コンデンサ

InnoSwitch3-TN IC の PRIMARY BYPASS ピンから GND に接続されたコンデンサは、一次側コントローラを提供します。0.47 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、5R または X7R 誘導体を備えた 10 V 定格の 0805 以上の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

InnoSwitch3-TN 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 1 mA の電流を PRIMARY BYPASS 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。

バイパス巻線については、最小定格出力電圧時に最小の負荷で、バイパス巻線電圧が 7 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。230 VAC の入力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パス電流を $I_{S1(MAX)}$ に設定する必要があります。一般的に高速または超高速ダイオードはその回復時の突入電流により放射 EMI が大きくなります。その防止として、接合入力容量が小さい、ガラス保護膜付きの標準リカバリタイプの整流ダイオードを推奨します。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 μ F の低 ESR 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。

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、一次側コントローラをオートリスタートさせることができます。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。

一次側スナバクランプ

図 6 に示すように、一次側にスナバ回路を使用する必要があります。これにより、各スイッチング サイクル中にスイッチをオフにした瞬間にスイッチのドレインに過剰な電圧スパイクが発生することを防止します。従来の RCD クランプを使用することもできますが、RCDZ クランプを使用すると効率が最大になります。図 6 の回路の例では、RCD クランプを使用して、抵抗をクランプ ダイオードと直列に接続しています。この抵抗によって、ドレインのリングングが減衰するとともに、逆回復時にクランプ ダイオードに流れる逆電流が制限されます。ダイオードには、接合入力容量が小さい、ガラス保護膜付きの標準リカバリタイプを推奨します。これにより、クランプからの部分的な電力が回生され、効率が改善されます。

InnoSwitch3-TN 二次側回路の部品

SECONDARY BYPASS ピン - デカップリング コンデンサ

InnoSwitch3-TN IC の SECONDARY BYPASS ピンのデカップリングを行うには、2.2 μF 、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 4.4 V にする必要があるので、BPS コンデンサ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。特に BPS 電圧から十分なマージンを有した 0603 などの小型パッケージ SMD ではセラミックコンデンサの静電容量は、DC 電圧が印加されると大幅に低下するため、動作時に十分な静電容量を確保するには、0805 サイズが必要です。また、特に 0603 などの小型パッケージ SMD のセラミックコンデンサでは、DC 電圧が印加されると静電容量が大幅に低下します。BPS 電圧からマージンが得られ、動作時に十分な静電容量を確保するためには 0805 サイズが必要です。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、4.4 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。

FORWARD ピン抵抗

十分な IC 電流を供給するために、47 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。図 7、8、9、及び 10 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。また、BPS ピン コンデンサに十分な充電電流を供給し、起動中のハンドシェイク後に 4.4 V を維持するために、FORWARD ピン電圧を十分に高くする (低 VOR) 必要があります。ハンドシェイク後、高電流が BPS ピン コンデンサから短時間流れます。このエネルギーにより、一次側コントローラへの信号送信が可能になります。

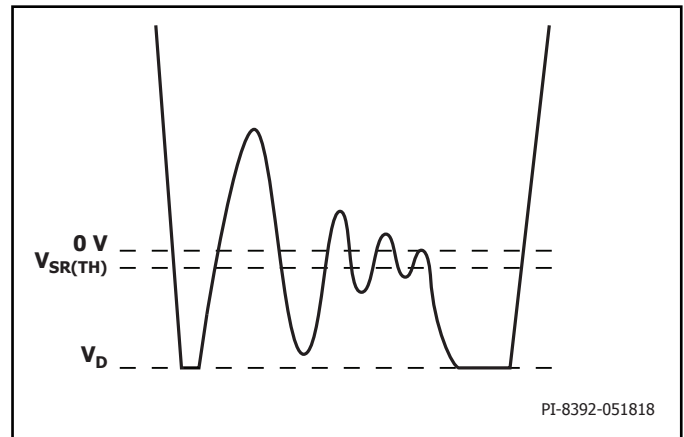


図 7. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できない FORWARD ピン波形。

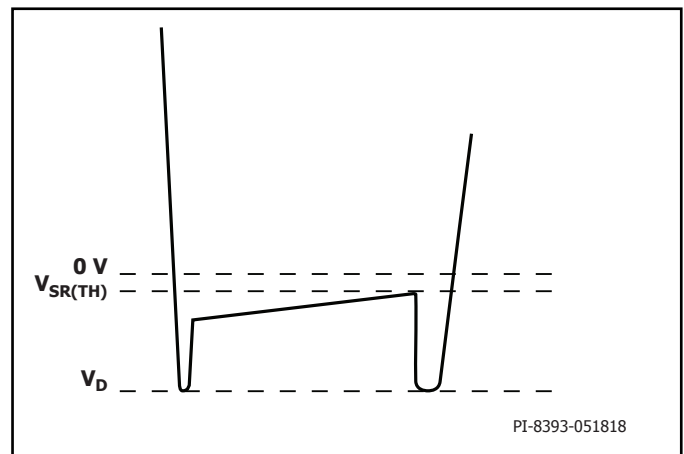


図 8. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できる FORWARD ピン波形。

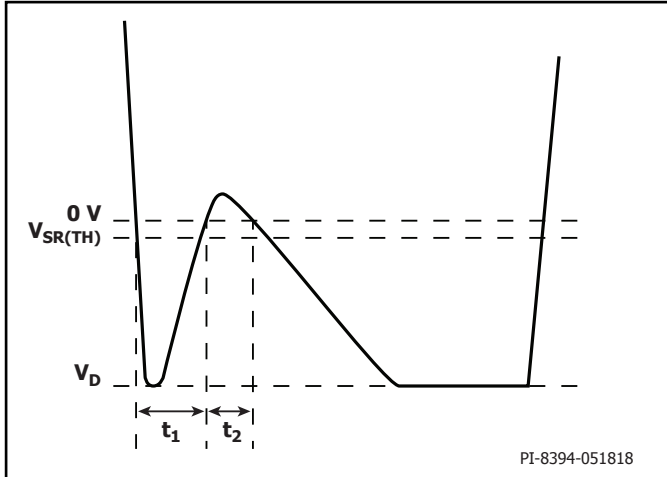


図 9. フライバック サイクル中のボディダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できない FORWARD ピン波形。

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。

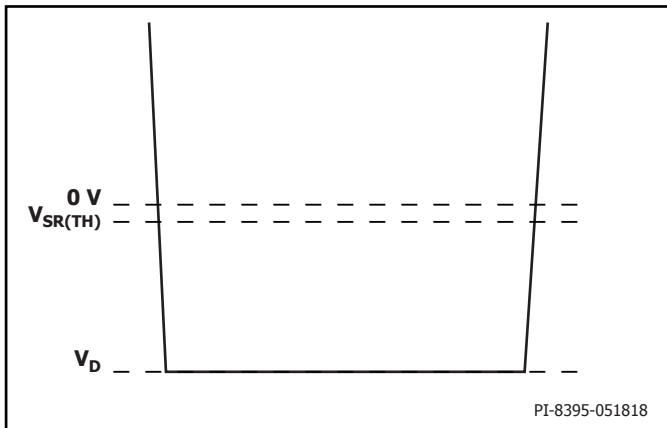


図 10. フライバック サイクル中のボディダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できる FORWARD ピン波形。

SR スイッチの動作と選択

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 InnoSwitch3-TN 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。5 V、2 A 出力の場合、 $18 \text{ m}\Omega$ $R_{DS(ON)}$ の FET が適しています。定格出力が 12 V、0.4 A の設計には、ショットキー ダイオードが適しています。SR FET のドライブ出力には、SECONDARY BYPASS ピンが使用され、この電圧は通常 4.4 V です。したがって、スレッシュホールド電圧が高すぎる FET は適切ではありません。スレッシュホールド電圧が 1.5 V ~ 2.5 V の FET が理想的です。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 0 V に到達し、InnoSwitch3-TN 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。大きな効果は期待できませんが、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します。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。5 V、2 A 設計では、外付けダイオードによって最大負荷時のエネルギー効率が 85 V AC で 0.1%、230V AC で 0.2% 程度向上します。

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、 $V_{OR} < 70 \text{ V}$ 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、120 V 定格のショットキー 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 から 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大きく低下します。) 容量値はほとんどの設計で 1 nF ~ 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 スイッチング電源には低 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。

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。

内蔵出力電圧フィードバック回路

出力電圧 COMP ピン電圧は 1.265 V です。VOUT ピンは、内蔵分割回路によって出力が目的の電圧になったときに、COMP ピンの出力が 1.265 V になるように、電源の出力に接続する必要があります。内蔵の下側フィードバック分割抵抗は、SECONDARY GROUND ピンに接続します。COMP ピンと GND ピン間の抵抗は、図 11 に示すように、5 V 出力電圧を増やすために使用できます。

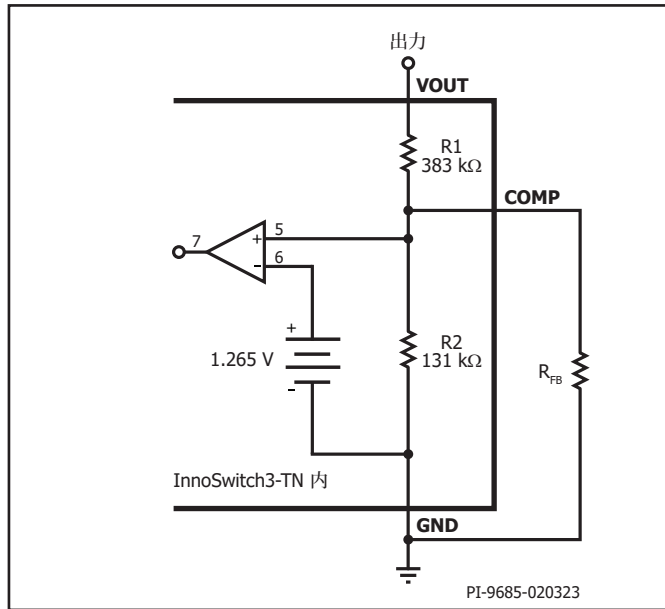


図 11. 5 V 出力電圧を増やすために抵抗を追加する。

次のように R_{FB} を計算して出力電圧を増やすことができます。

$$\text{Let } RT = R2 // R_{FB}$$

$$= \frac{R2 \times R_{FB}}{R2 + R_{FB}}$$

$$V_{OUT} = \frac{V_r \times (R1 + RT)}{RT}, \text{ where } V_r = 1.265 \text{ V}$$

$$R_{FB} = \frac{V_r \times R1 \times R2}{((V_{OUT} - V_r) \times R2 - V_r \times R1)}$$

V_{OUT}	$R_{FB} (\Omega)$
7 V	238 k Ω
9 V	120 k Ω
12 V	69 k Ω

基板レイアウトに関する推奨事項

InnoSwitch3-TN を使用する電源の推奨基板レイアウトは、図 12 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

クランプは、電源オフ時の DRAIN ピンのピーク電圧を制限するために使用します。具体的には、RCD クランプまたはツェナー ダイオード (約 200 V) とダイオード クランプを一次巻線に使用します。EMI を低減するには、クランプ部品からトランス及び IC 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。

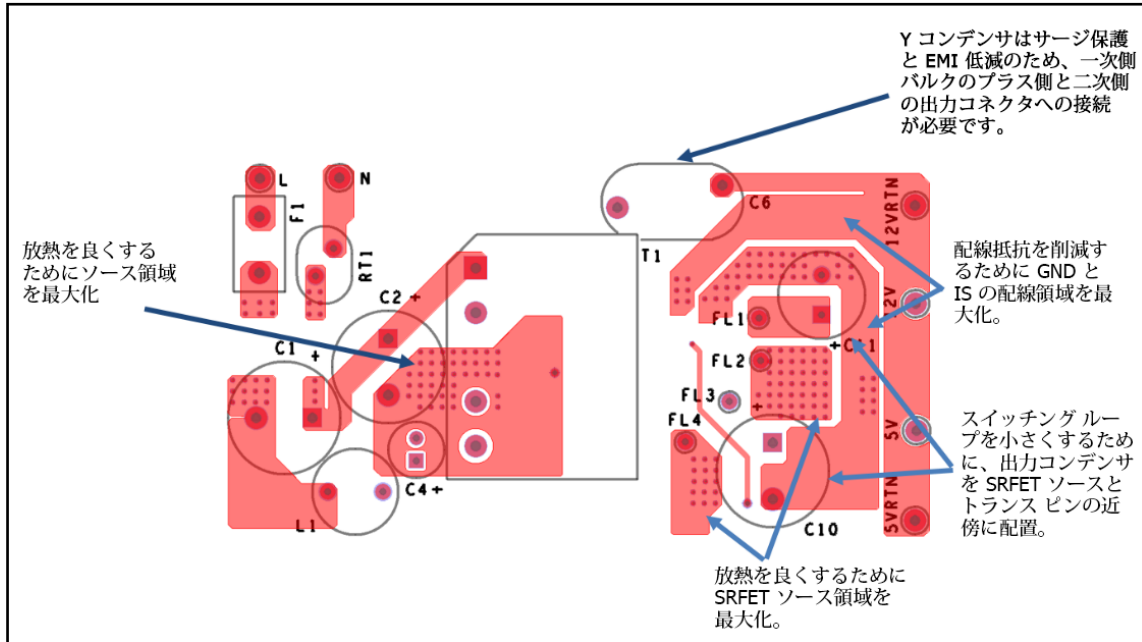
出力 SR スイッチ

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。

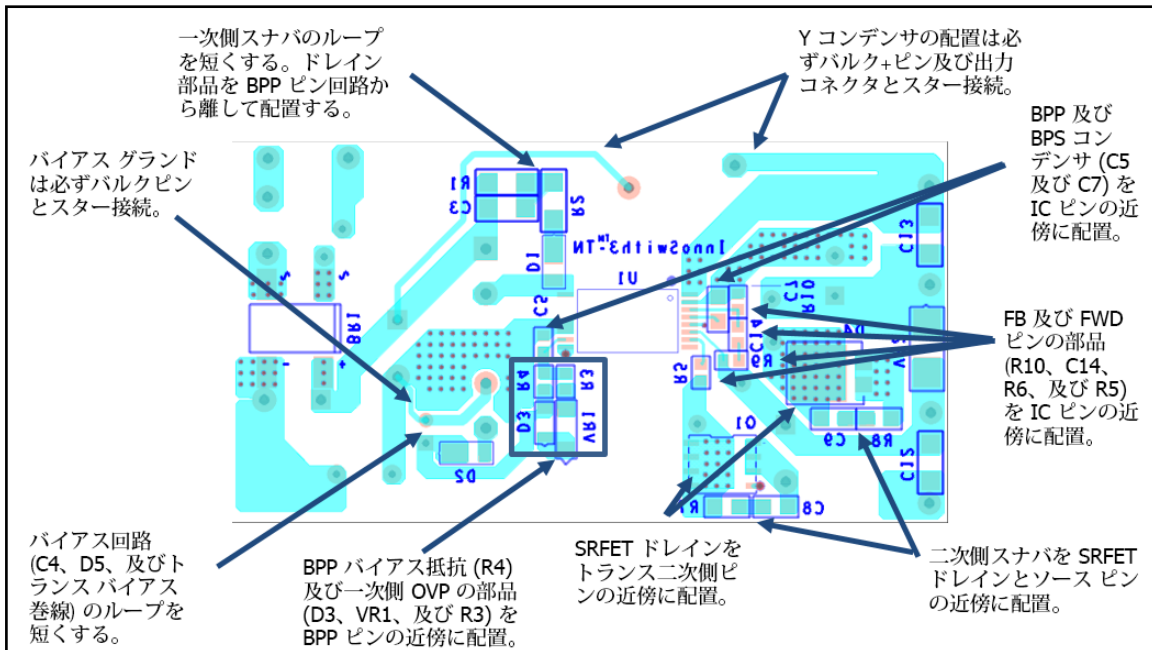
ドレイン ノード

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



PCB – 上面



PCB – 底面

図 12. 基板レイアウトの例。

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と、ラジエーション EMI の低減に役立つ場合があります。
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 スイッチの 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、ラジエーション 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})

InnoSwitch3-TN 固有の特徴として、最大負荷時のスイッチング周波数を 25 kHz ~ 95 kHz に設定することが可能です。最低温度でのスイッチング周波数は 60 kHz 前後に設定してください。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 95 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 110 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。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 $K_p = 0.8$ 、高電圧入力専用条件で $K_p = 1$ 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。起動時の最小入力電圧でのハンドシェイク後の平均 BPS 充電電流が 2.5 mA 未満の場合、電源は起動に失敗し、自動再起動モードのままになる可能性があることに注意することが重要です。平均 BPS 充電電流が 2.5 mA を超えるまで、 V_{OR} を段階的に下げて FORWARD ピンの電圧を増加させます。

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、InnoSwitch3-TN 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 スイッチ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。

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 13)。

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

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 InnoSwitch3-TN 設計では、 K_p は予測される最小 DC バス電圧で約 0.9 にすることを推奨します。 K_p の値が 1 未満の場合は、一次側 RMS 電流を下げることでトランス効率が向上しますが、一次側パワースイッチでスイッチング損失が増大し、InnoSwitch3-TN の温度が上昇します。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。

InnoSwitch3-TN 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。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。漏れインダクタンスによるクランプの消費電力が大きすぎる場合は、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、InnoSwitch3-TN 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、 L_p

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 V_{OR} 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。

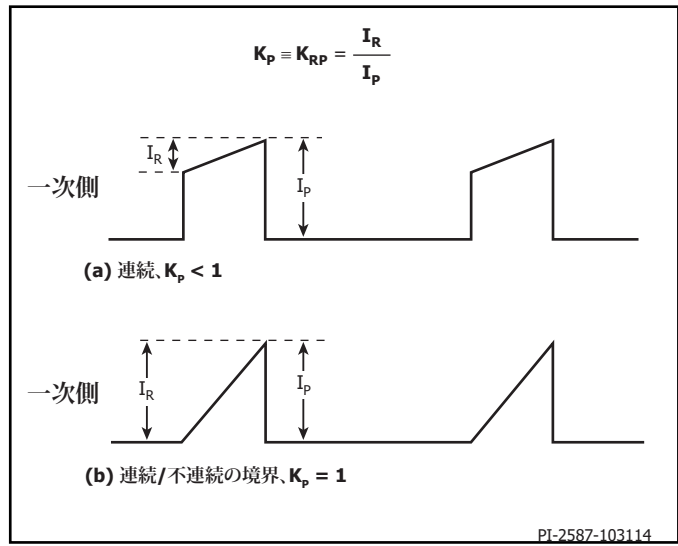


図 13. 連続動作モードの電流波形、 $K_p < 1$ 。

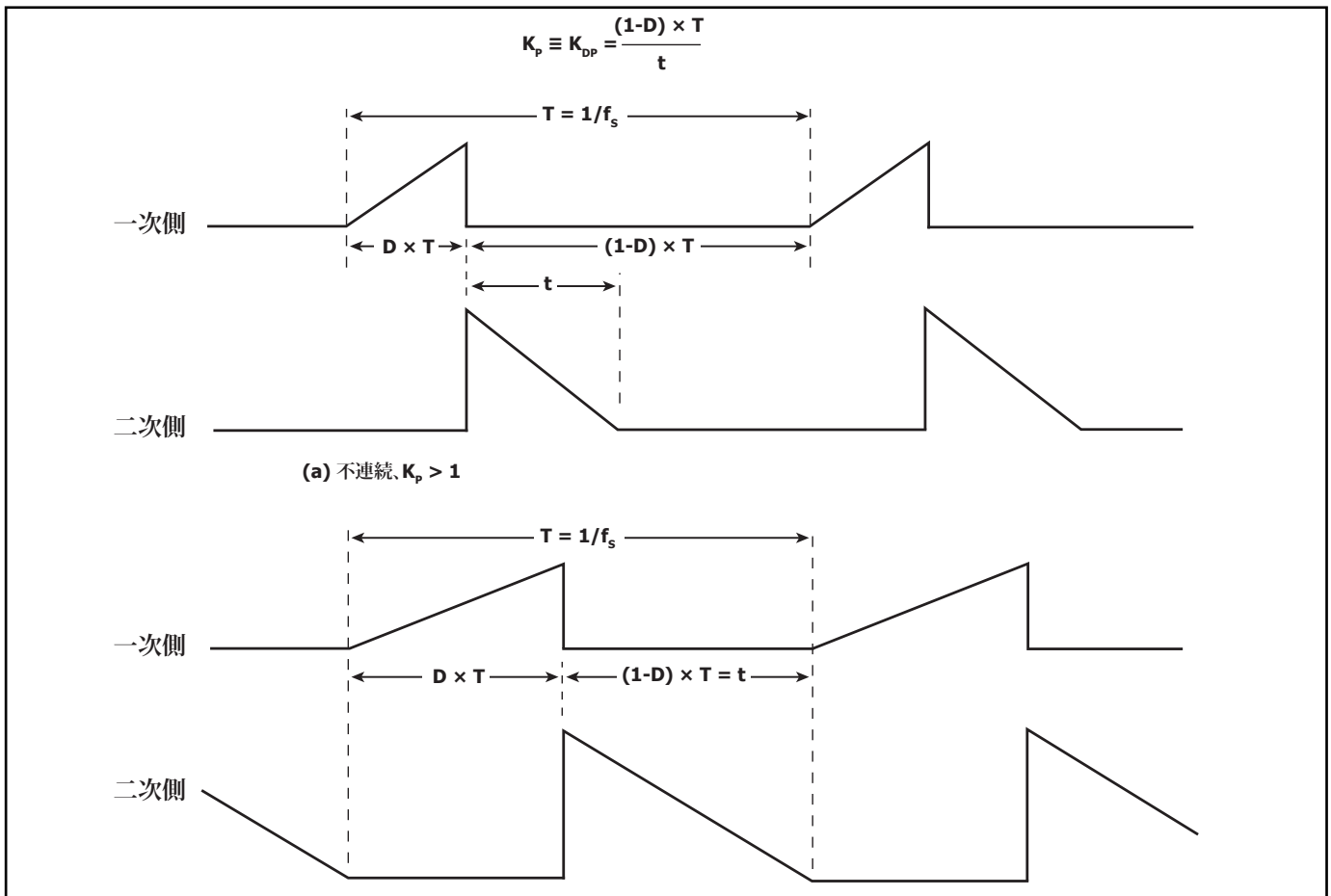


図 14. 不連続動作モードでの電流波形、 $K_p > 1$ 。

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、InnoSwitch3-TN 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 InnoSwitch3-TN と SR FET の V_{DS} 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の波形を検証してトランスの飽和または過剰なリーディング エッジ電流スパイクが起動時に発生しない

ことを確認します。定常状態で繰り返し、リーディング エッジ スパイク電流が $I_{LEB(MIN)}$ 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、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、InnoSwitch3-TN 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。InnoSwitch3-TN 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、InnoSwitch3-TN SOURCE ピンの最高温度を 110 °C にすることを推奨します。

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧	725 V
DRAIN ピン ピーク電流: INN3072M	1.6 A
INN3073M	2.24 A
INN3074M	3.26 A
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 ~ 150 V
COMP 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 ~ 16 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、 $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 。
- 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。

熱抵抗

熱抵抗: MinSOP-16A

(θ_{JA})	87 °C/W ¹ , 82 °C/W ²
(θ_{JC})	31 °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							
ジッター周波数	f_M	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, f_{SW} = 100\text{ kHz}$		1.1		kHz	
最大 ON 時間	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		15	18	μs	
BPP 供給電流	I_{S1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (スイッチングしないスイッチ) $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		170	280	μA	
	I_{S2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (パワースイッチ f_{SREQ} でスイッチング) $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3072M	378		μA	
			INN3073M	443			
BPP ピン充電電流	I_{CH1}	$V_{BPP} = 0\text{ V}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		-1.3		mA	
	I_{CH2}	$V_{BPP} = 4\text{ V}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		-4.4			
BPP ピン電圧	V_{BPP}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	4.65	4.9	5.15	V	
BPP ピン電圧ヒステリシス	$V_{BPP(H)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.4		V	
BPP シャント電圧	V_{SHUNT}	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	5.05	5.33	5.74	V	
BPP 起動リセット スレッシュ ホールド電圧	$V_{BPP(RESET)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	2.4	3.15	3.6	V	
回路保護							
標準カレントリミット	I_{LIMIT}	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3072M	510	550	590	mA
		$di/dt = 163\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3073M	600	650	700	
		$di/dt = 188\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3074M	690	750	810	
BYPASS ピン ラッチ停止 スレッシュホールド電流	I_{SD}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		7.4	10.0	mA	
オートリスタートオン時間	t_{AR}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		90		ms	
オートリスタートトリガ スキップ時間	$t_{AR(SK)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 注 A を参照		1.5		sec.	
オートリスタートオフ時間	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2.3		sec.	
ショートオートリスタートオフ 時間	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 注 A を参照		0.3		sec.	

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	$R_{DS(ON)}$	INN3072M $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ °C}$		6.30	7.25	Ω
			$T_J = 100\text{ °C}$		9.77	11.24	
		INN3073M $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ °C}$		4.42	5.08	
			$T_J = 100\text{ °C}$		6.85	7.88	
		INN3074M $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ °C}$		3.22	3.70	
			$T_J = 100\text{ °C}$		4.99	5.74	
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	
ブレイクダウン電圧	BV_{DSS}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$	725			V	
ドレイン供給電圧			50			V	
過熱シャットダウン	T_{SD}	注 A を参照	132	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		$^{\circ}\text{C}$	

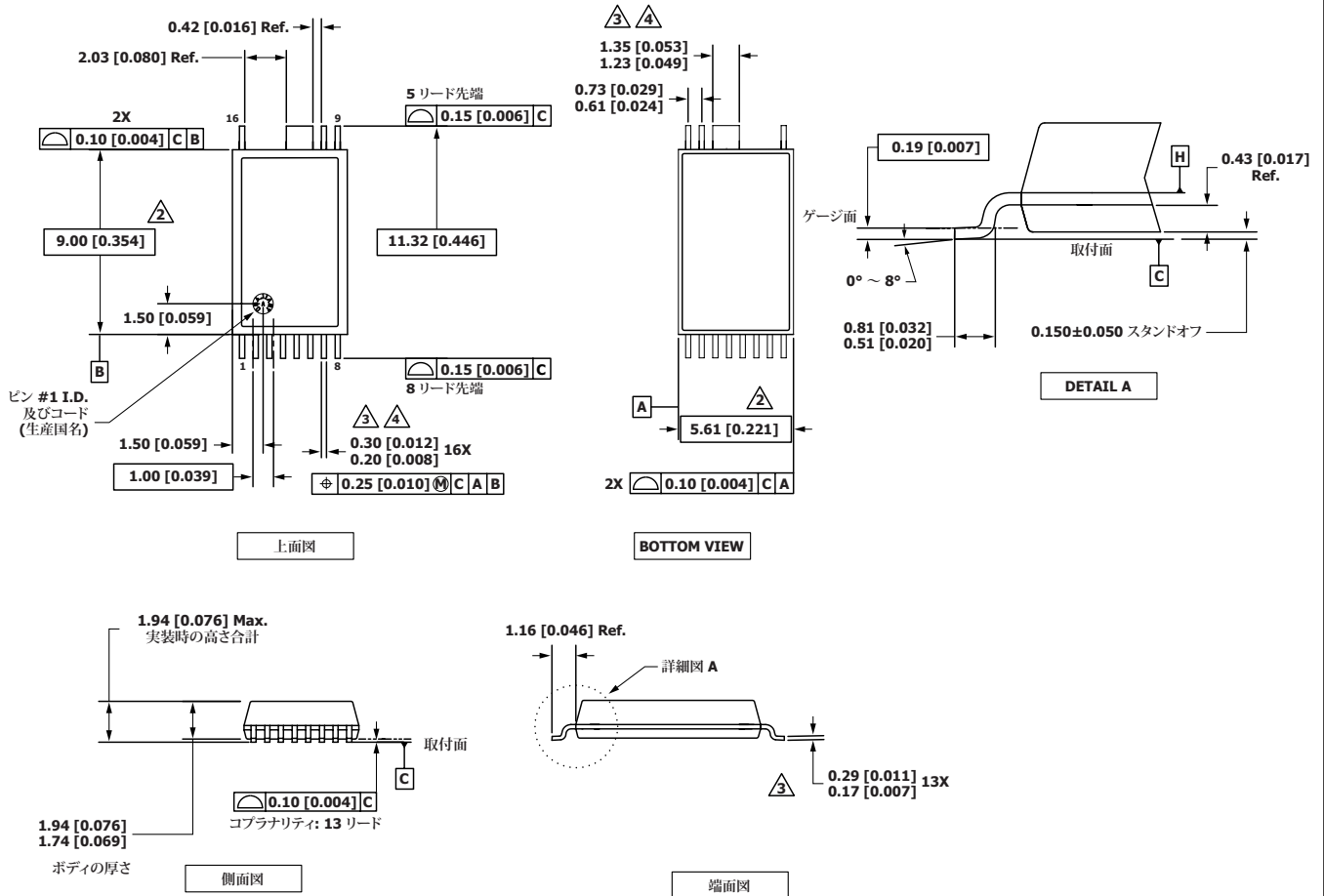
パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_j = -40\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
二次側							
出力電圧	V_{OUT}	無負荷時の基板終端 $T_j = 25\text{ °C}$	4.85	5.00	5.15	V	
VOUT ピン オートリスタートのスレッシュ ホールド	$V_{OUT(AR)}$			$0.630 \times V_{OUT}$		V	
VOUT ピン オートリスタート タイマー	$t_{VOUT(AR)}$	$T_j = 25\text{ °C}$		50		ms	
無負荷時の BPS ピン電流	I_{SNL}	$T_j = 25\text{ °C}$		260		μA	
BPS ピン電圧	V_{BPS}	$T_j = 25\text{ °C}$	4.12	4.4	4.7	V	
BPS ピン低電圧スレッシュ ホールド	$V_{BPS(UVLO)(TH)}$	$T_j = 25\text{ °C}$		3.80	4.04	V	
BPS ピン低電圧ヒステリシス	$V_{BPS(UVLO)(H)}$	$T_j = 25\text{ °C}$		0.65		V	
最大スイッチング周波数	f_{SREQ}			132		kHz	
定電流レギュレーション スレッシュホールド	I_{CC}	$T_j = 25\text{ °C}$	INN3072M	1.5	1.7	1.9	A
			INN3073M	2.0	2.2	2.4	
			INN3074M	2.4	2.6	2.8	
最小オフ時間	$t_{OFF(MIN)}$	$T_j = 25\text{ °C}$		3.4	4.0	μs	
ソフトスタート周波数ランプ 時間	$t_{SS(RAMP)}$	$T_j = 25\text{ °C}$		11		ms	

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}			4.4		V
SR ピン スレッシュホールド	V _{SR(TH)}	T _J = 25 °C		-2.5	0	mV
立ち上がり時間	t _R	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF	0 ~ 100%	81		ns
			10 ~ 90%	55		
立ち下がり時間	t _F	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF	0 ~ 100%	142		ns
			10 ~ 90%	95		
出力プルアップ抵抗	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 30 mA		8.9		Ω
出力プルダウン抵抗	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 30 mA		12.3		Ω

注:

A. このパラメータは、特性によって規定されます。

MinSOP-16A (M パッケージ)

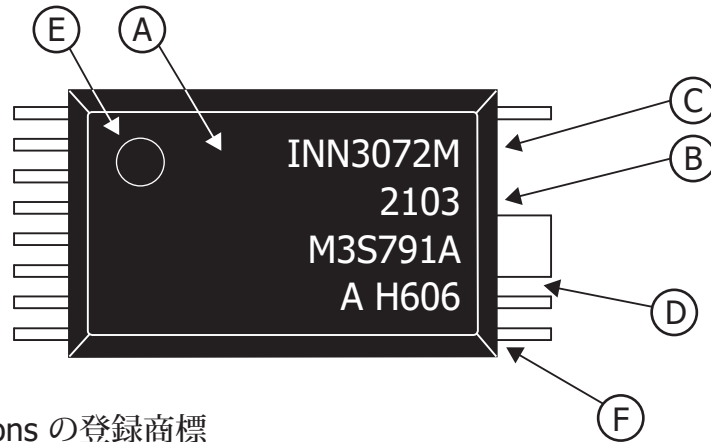


- 注:
1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M-1994 に準拠します。
 2. 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で判断しています。これには、モールド、フラッシュ、タイパーバリ、ゲートのバリ、及びリード間フラッシュは含まれませんが、プラスチック製本体の上部及び下部の間のずれが含まれます。最大金型突起は、側面ごとに 0.18 [0.007] です。
 3. 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
 4. リード間の錆バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はミリ (インチ) 表示。
 6. A, B の基準面は、H の値により決定します。

PI-8833-091021
POD-MinSOP-16A Rev C

パッケージのマーク

MinSOP-16A



- A. Power Integrations の登録商標
- B. 組立日コード、西暦の下 2 桁(YY)とそれに続く 2 桁(WW)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. ピン1インジケータ
- F. テストロットと機能コード

PI-9220b-070921

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 (11 ~ 13) からピン 16 への電流	1.3	A
一次側電力定格	$T_{\text{CASE}} = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ の条件において、 $T_{\text{AMB}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 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	$T_{\text{AMB}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ソケットに実装されたデバイス)	0.125	W
二次側電流定格	ピン 1 からピン 2 への電流	3.5	A

パラメータ	記号	条件	定格	単位
パッケージの特性				
空間距離	CLR		9.48	mm (最小)
沿面距離	CPG		9.48	mm (最小)
絶縁距離	DTI		>0.4	mm
比較トラッキング指数	CTI		>600	V
絶縁抵抗、入出力間	R_{IO}	$V_{IO} = 500 \text{ V}, T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (注 1 を参照)	10^{12}	Ω (最小)
		$V_{IO} = 500 \text{ V}, 100 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (注 1 を参照)	10^{11}	
絶縁容量、入出力間	C_{IO}	(注 1 を参照)	1	pF
パッケージの特性 (注 2 を参照)				
最大 RMS 動作絶縁電圧	$V_{IORM(RMS)}$		512	V_{RMS} (max)
最大繰り返しピーク絶縁電圧	$V_{IORM(PK)}$		725	V_{PK} (max)
最大過渡ピーク絶縁電圧	V_{IOTM}	Test Voltage = $V_{IOTM}, t = 60 \text{ s}$ (認証)	6.6	kV_{PK} (max)
		$t = 1 \text{ s}$ (100% 量産)	8	
最大サージ絶縁電圧	V_{IOSM}	サージ試験 1.2/50 usec テーブル 2 IEC 60747-17	10.4	kV_{PK} (max)
入出力間テスト ピーク電圧	V_{PD}	方法 A、環境テストのサブグループ 1 の後、 $V_{PD} = 1.6 \times V_{IORM}, t = 10 \text{ s}$ (認証) 部分放電 < 5 pC	1160	V_{PEAK} (min)
		方法 A、入力/出力セーフティテストのサブグループ 2/3 の後、 $V_{PD} = 1.2 \times V_{IORM}, t = 10 \text{ s}$ (認証) 部分放電 < 5 pC	870	
		方法 B1、生産ラインでの 100% 試験、 $V_{PD} = 1.875 \times V_{IORM}, t = 1 \text{ s}$ 部分放電 < 5 pC	1360	
絶縁抵抗	R_S	$V_{IO} = 500 \text{ V} (T_J = 150 \text{ }^\circ\text{C})$	> 10^9	Ω
耐候性カテゴリー			40/125/21	
パラメータ	条件		仕様	
IEC 60664-1 定格テーブル				
基礎絶縁グループ	材料グループ		I	
絶縁 区分	主電源定格 RMS 電圧 $\leq 150 \text{ V}$		I - IV	
	主電源定格 RMS 電圧 $\leq 300 \text{ V}$		I - IV	
	主電源定格 RMS 電圧 $\leq 600 \text{ V}$		I - IV	
	主電源定格 RMS 電圧 $\leq 1000 \text{ V}$		I - III	

注 1: バリアのそれぞれの側のすべてのピンを短絡し、2 端子のデバイスを作成します

注 2: VDE 0884-17 (IEC/EN 60747-17)、以下の機能コードのデバイスにのみ適用されます: H156、H157、H158、H159、H160

機能コード テーブル

特長	仕様
フィードバック抵抗	内部 $V_{OUT} = 5.0\text{ V}$
IS センス抵抗	内部 CC
ILIM 選択可能	いいえ
一次側の異常応答	オートリスタート
二次側の異常応答	オートリスタート
オートリスタート	63% V_{OUT}
過熱保護	ヒステリシス

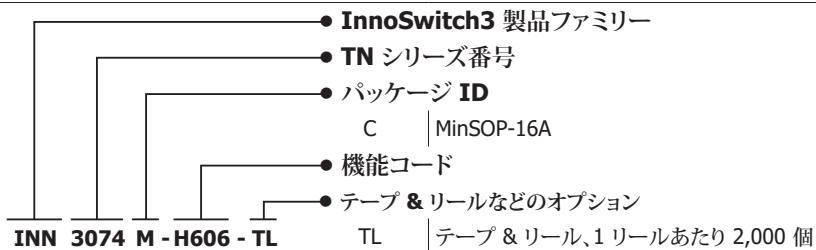
MSL テーブル

部品番号	MSL 定格
INN3072M	3
INN3073M	3
INN3074M	3

ESD 及びラッチアップ テーブル

テスト	条件	結果
125 °C でラッチアップ	JESD78E	> $\pm 100\text{ mA}$ or > $1.5 \times V_{MAX}$ on all pins
Human Body Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2017	> $\pm 2000\text{ V}$ on all pins
Charge Device Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2018	> $\pm 500\text{ V}$ on all pins

品番コード体系表



改訂	注	日付
C	コード A のリリース。	2021 年 11 月
D	絶対最大定格テーブルの VOUT ピン電圧を更新。	2022 年 5 月
E	1 ページの絶縁耐圧を更新。21 ページの V_{IOTM} を更新し、 V_{ISO} を削除。	2022 年 11 月
F	8 ページの「内蔵出力電圧フィードバック回路」セクションを更新。	2023 年 2 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。

©2021, 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/モーター制御の販売) 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: singapore-sales@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