

TinySwitch-5 ファミリー

高効率電源向け EcoSmart 技術搭載オフライン
スイッチング電源用 IC

暫定版

製品ハイライト

高集積化、実装スペースの小型化

- 堅牢な 725 V シリコン MOSFET により優れたサージ耐性を実現
- 最大 150 kHz のスイッチング周波数によりトランス サイズを最小化

EcoSmart™ – 高エネルギー効率

- 幅広い負荷領域に対し最大 92% のフラットな効率
- 入力センサ回路有り、230 VAC 入力時の無負荷時待機電力 30 mW 以下
- 300 mW 入力時 (230 VAC) の最大出力電力 210 mW
- 損失ゼロの一次側ドレイン電流検出

部品点数の削減、設計の柔軟性

- 周波数ジッターにより EMI フィルター サイズを最小化
- ソフトスタート機能内蔵で、起動時のストレスを低減
- スイッチング周波数を調整可能
- 追加部品なしで I_{LM} を選択可能

拡張保護機能

- オートリスタートにより過負荷時の電力供給を 3% 未満に制限
- 出力短絡、過負荷、及び過電圧保護
- 低入力電圧 (UV) 検出により、ターンオフ時のグリッチを解消
 - シンプルで AC 高速リセット
- 過入力電圧 (OV) シャットダウン
- ヒステリシスを十分確保した高精度の過熱保護 (OTP)

一般的なアプリケーション

- 家電及び一般用製品向けの補助電源、待機電源、及びバイアス電源
- 電力メーター、スマートグリッドおよび産業用電源

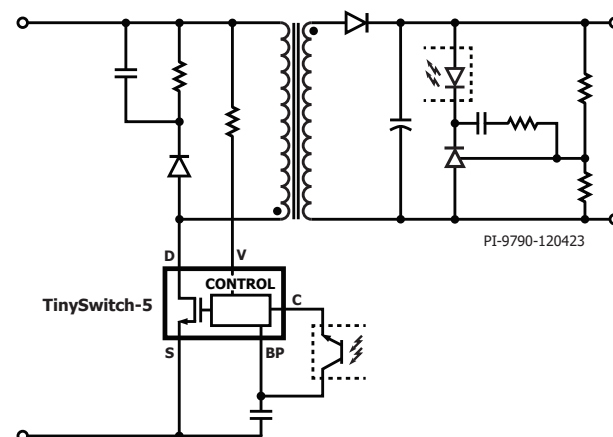
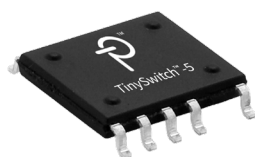


図 1. 標準的なフライバック用途

製品タイプ	出力電力 (W)		
	400 VDC	230 VAC	85-265 VAC
eSOP-12			15 - 45
eDIP-12	25 - 75	22 - 70	15 - 45
eSIP-7	120 - 190	105 - 175	70 - 120

テーブル 1. パッケージタイプ別電力範囲



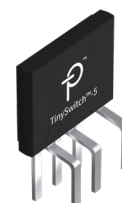
eSOP™-12 パッケージ (K サフィックス)

- 低背型表面実装パッケージの超薄型設計
- フローまたはリフローはんだに対応
- 低 EMI を目的とした SOURCE ピン及び露出パッドを介した基板放熱



eDIP™-12 パッケージ (V サフィックス)

- 超薄型設計に対応する低背型形状
- 基板及びヒートシンクへの放熱が可能
- TO-220 パッケージと同等の熱抵抗



eSIP™-7 パッケージ (E サフィックス)

- 基板実装を最小限に抑えた垂直形状
- クリップを使用した簡単なヒートシンクの取り付け
- TO-220 パッケージと同等の熱抵抗
- 広い電力領域に対応

図 2. パッケージ

出力電力テーブル¹

製品 ³	基板銅箔部 ¹			製品 ³	金属製ヒートシンク ¹		
	400 VDC	230 VAC ±15%	85-265 VAC		400 VDC	230 VAC ±15%	85-265 VAC
	ピークまたはオープン フレーム ^{2,3}	ピークまたはオープン フレーム ^{2,3}	ピークまたはオープン フレーム ^{2,3}		ピークまたはオープン フレーム ^{2,3}	ピークまたはオープン フレーム ^{2,3}	ピークまたはオープン フレーム ^{2,3}
TNY5071K	25 W	22 W	15 W	TNY5075E TNY5076E TNY5077E	120 W 170 W 190 W	105 W 155 W 175 W	70 W 105 W 120 W
TNY5071V	25 W	22 W	15 W				
TNY5072K	35 W	32 W	20 W				
TNY5072V	35 W	32 W	20 W				
TNY5073K	50 W	45 W	30 W				
TNY5073V	50 W	45 W	25 W				
TNY5074K	60 W	55 W	35 W				
TNY5074V	60 W	55 W	30 W				
TNY5075K	75 W	70 W	45 W				
TNY5075V	75 W	70 W	40 W				

テーブル 2. 出力電力テーブル

注:

1. 電力テーブル 2 は、以下の想定をもとに実用的な最大連続出力電力を示しています。

a. 12 V 出力。

b. ショットキー出力ダイオード。

c. 跳ね返り電圧 (V_{OR}) 130 V、効率は 85%。

d. 85-265 VAC 入力時の最低 DC バス電圧は 100 VDC、230 VAC 入力時は 300 VDC バス電圧。

e. デバイスの温度を 110 °C 以下に維持するのに十分な放熱特性。

f. V パッケージ デバイス向けの電力レベルは、610 g/m² のヒートシンク銅箔部 19.4 cm² を想定しています。

g. 周囲温度 +50 °C で動作するオープン フレーム設計。

2. 最小のピーク電力容量。

3. パッケージ: E: eSIP-7C、V: eDIP-12B、K: eSOP-12B。

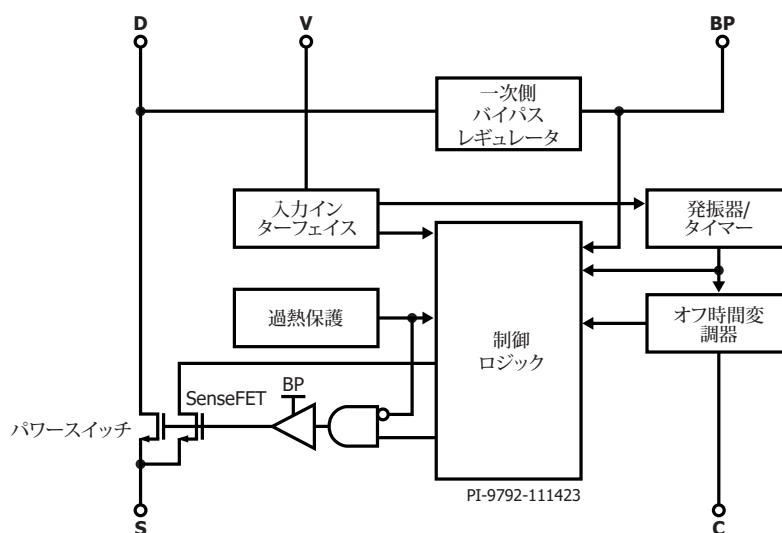


図 3. 機能ブロック図

ピン機能の説明

DRAIN (D) ピン

パワースイッチのドレイン端子です。

SOURCE (S) ピン

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。BYPASS ピンの基準電位でもあります。

BYPASS (BP) ピン

コントローラ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 I_{LIM} または $I_{\text{LIM-1}}$ を選択するための I_{LIM} 選択ピンでもあります。

VOLTAGE MONITOR (V) ピン

入力ブリッジの AC 側または DC 側に接続するピンです。入力電源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。

CONTROL (C) ピン

フィードバック制御電流入力ピン。

SIGNAL GROUND (SG) ピン

SG ピン。ソースに接続する必要があります。

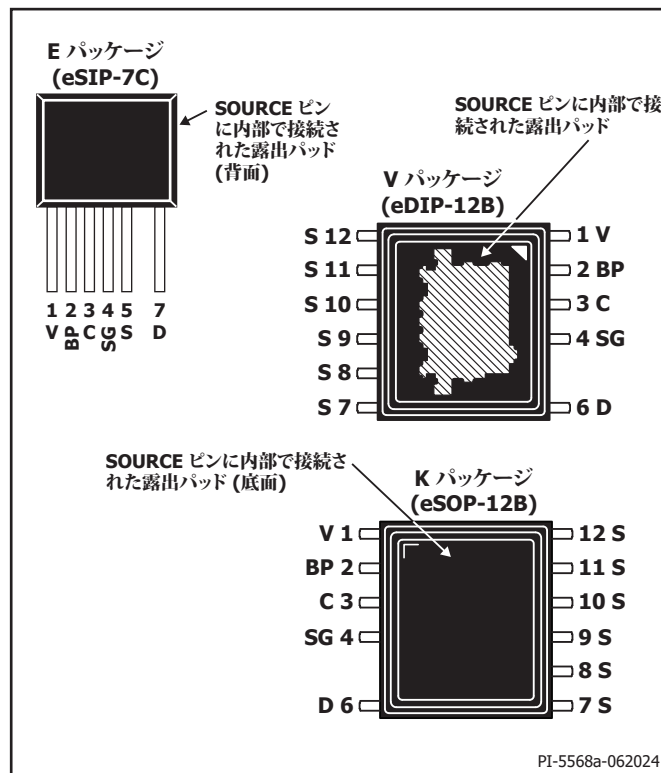


図 4. ピン配置図 (上面図)

TinySwitch-5 機能の説明

TinySwitch-5 IC は、統合型スイッチング モード電源用 IC で、制御入力時にアナログ フィードバック電流を監視し、可変周波数可変電流制御アルゴリズムの変調に使用されます。

TinySwitch-5 フライバック コントローラは、連続動作モード (CCM) または不連続動作モード (DCM) で動作することができます。コントローラは、周波数ジッター発振器、カレントリミット コントローラ、BYPASS ピンに接続する 5 V レギュレータ、BYPASS 低電圧及び過電圧検出回路、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 ブランキング及びシリコン MOSFET パワースイッチで構成されます。

BYPASS ピン レギュレータ

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 BYPASS ピン コンデンサを V_{BP} まで充電する内部レギュレータがあります。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の場合、デバイスは、BYPASS ピン コンデンサのエネルギーによって動作します。

更に、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 BYPASS ピン電圧を V_{SHUNT} にクランプします。これにより、TinySwitch-5 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、5V 出力設計の場合の無負荷時待機電力を 30 mW 以下に抑えることができます。

バイパス I_{LIM} のプログラミング

TinySwitch-5 IC では、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 (I_{LIM}) 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。 I_{LIM} の標準設定と低減設定には、それぞれ 0.47 μ F 及び 4.7 μ F の 2 つのコンデンサ容量で選択できます。

バイパス低電圧スレッシュホールド

BYPASS ピン低電圧回路は、定常動作中に BYPASS ピンの電圧が約 4.5 V ($V_{BP} - V_{BP(H)}$) を下回った場合にパワースイッチを停止します。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_{BP} まで上昇させる必要があります。

バイパス出力過電圧機能

BYPASS ピンには、オートリスタート OV 保護機能があります。BYPASS ピンコンデンサに直列に接続した抵抗に並列接続したツェナー ダイオードは通常、バイアス巻線の過電圧の検出と、保護メカニズムのアクティブ化に使用します。BYPASS ピンへの電流が I_{SD} を超過した場合、デバイスはスイッチングを停止します。

過熱保護

過熱保護回路は、パワースイッチの温度を検知します。スレッシュホールドは T_{SD} で、自動復帰タイプに設定されます。

自動復帰タイプ: 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 $T_{SD(H)}$ に下がると、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。

オフ時間変調器

オフ時間変調器は、アナログ フィードバック電流をオフの期間に変換します。これは、フィードバック電流に比例します。このアルゴリズムにより、出力負荷が減少するにつれて、オフ時間が長くなります。

オフ時間のサイクルの最後に、オフ時間変調器は、統合パワースイッチをターンオンするためにオンサイクル要求を開始します。

カレントリミットの動作

カレントリミット スレッシュホールドは、前のスイッチング サイクルの終了 (パワースイッチのターンオフ) と次のスイッチング要求間の時間に比例します。

この特性により、図 5 に示すように、スイッチング周波数 (負荷) が増加するにつれて、カレントリミットが増加します。

高負荷時には、スイッチング電流が 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。

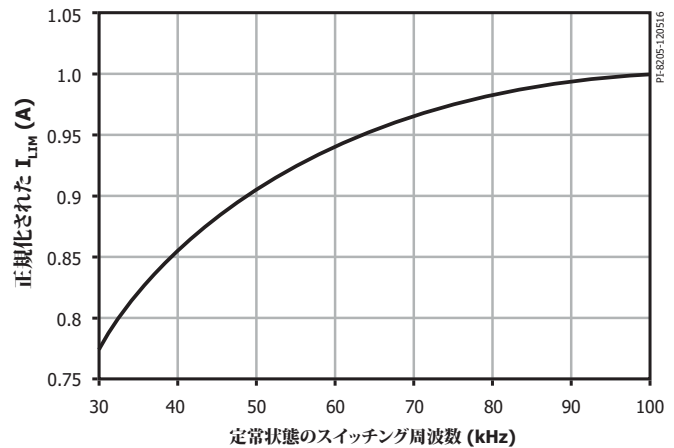


図 5. 正規化されたカレントリミットと周波数

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 94.5% の間で変調されます。

SOA 保護

t_{LEB} と t_{SOA} の間に、2 回連続で 110% I_{LIM} (100% I_{LIM} は 100 kHz 時の I_{LIM}) が達成されたサイクルの後に、コントローラは、約 20 μ s 間スイッチングを中断します。これは、最大 150 kHz スwitching周波数での 3 サイクルに相当します。これにより、大容量負荷に電力供給する場合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

VOLTAGE MONITOR (V) 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、8 M Ω の抵抗をブリッジの後の高電圧 DC 整流コンデンサ (または AC 高速リセットのために、適切なダイオード整流とブリッジ整流器の AC 側) と VOLTAGE MONITOR ピンの間に接続します。この機能を無効にする場合は、VOLTAGE MONITOR ピンを SOURCE ピンにショートしてください。

起動時、バイパス (BP) コンデンサが充電されて I_{LIM} 設定値が決定した後 (スイッチングの開始前)、VOLTAGE MONITOR ピンの電流の状態がチェックされ、起動スレッシュホールド (I_{UV+}) を上回り、過電圧シャットダウン スレッシュホールド (I_{OV+}) を下回っていることを確認します。

通常動作時、VOLTAGE MONITOR ピンの電流が停止スレッショールド (I_{UV}) を下回り、 t_{UV} よりも長い間停止スレッショールドを下回ったままになると、スイッチングは中断されます。VOLTAGE MONITOR ピンの電流が起動スレッショールド (I_{UV+}) を上回ると、コントローラはソフト スタートを開始します。

通常動作時、VOLTAGE MONITOR ピンの電流が、 t_{OV+} よりも長い間、過電圧スレッショールド (I_{OV+}) を上回ったままの状態になると、スイッチングは中断されます。VOLTAGE MONITOR ピンの電流が (I_{OV-}) を下回ると、スイッチングはソフト スタートを開始します。

最大 ON 時間延長

ON 時間延長は、カレント リミットに達するまで、サイクルをオンの状態に維持します。 $t_{ONEXT(MAX)} = 15 \mu s$ までにカレント リミットに達しない場合、コントローラはスイッチング サイクルを終了します。

この機能により、レギュレーションを維持するために必要な最小入力電圧を低下させ、保持時間を拡大して必要な整流コンデンサのサイズを最小化できます。

最大スイッチング周波数

コントローラの最大スイッチング周波数は、 f_{OSC} です。

最小オフ時間

オフ時間変調器は、内蔵パワー MOSFET スイッチをターンオンするためのサイクル要求を開始します。オフ時間変調器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。これにより、トランスが負荷にエネルギーを供給するための、内蔵スイッチ導通時間後のリセット時間が十分に確保されます。

最大デューティ サイクル

電流がカレント リミットまで上昇するか、または $t_{ONEXT(MAX)}$ リミットに達すると、パワー MOSFET はオフになります。

コントローラは、パワー MOSFET のオン時間 $t_{MOSFET(ON)}$ を監視し、MOSFET がオンになった時点からタイマー $t_{DC(MAX)} = DC_{MAX} / f_{OSC}$ を測定します。以下の場合:

$t_{MOSFET(ON)} \geq t_{DC(MAX)}$ の場合、オフ時間変調は、MOSFET がオフになった後に開始します。

$t_{MOSFET(ON)} < t_{DC(MAX)}$ の場合、オフ時間変調は、 $t_{DC(MAX)}$ タイマーが終了した後に開始します。

周波数ソフトスタート

起動時、コントローラは、 t_{SOFT} の期間にわたってスイッチング周波数を $f_{SW(STARTUP)}$ から直線的に上げます。

制御ピンの電流 I_C が、 t_{SOFT} の期間内に $I_{C(TH)}$ スレッショールドを上回ると、周波数の緩やかな上昇は即座に中断され、コントローラは最大周波数になることが許されます。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。

起動時に短絡や過負荷が発生した場合、 t_{AR} 時間の有効期限切れ前に制御電流 I_C が $I_{C(TH)}$ スレッショールドを上回らないと、コントローラはオートリスタート (AR) モードに入ります。

応用例

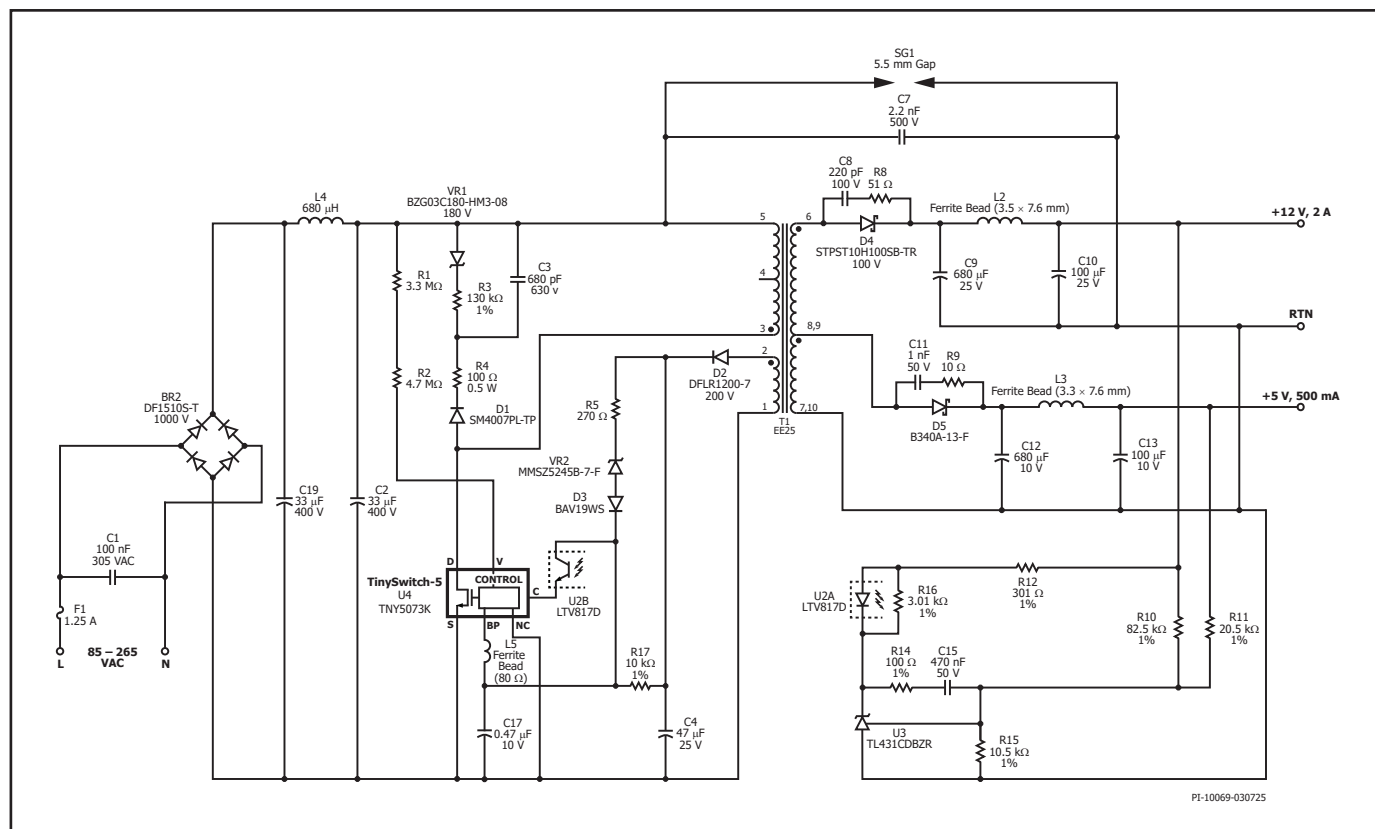


図 6. RDR-1016 の回路図。26.5 W、デュアル出力電源、12 V / 2 A 及び 5 V / 500 mA、TNY5073K を使用

高効率、27 W デュアル出力電源 (TinySwitch-5)

図 6 に示す回路では、TNY5073K を使用し、85 VAC ~ 265 VAC の入力電圧で、27 W (12V 2A, 5V 500mA) を供給します。

この電源は、入力低電圧ロックアウト、入力過電圧保護機能、一次側検出力過電圧オートリスタート保護機能、出力短絡保護機能、115 VAC 最大負荷時に高効率 (86% 以上)、230 VAC 最大負荷時に高効率 (87% 以上)、高い平均効率 (85.5% 以上)、低い無負荷時入力電力消費 (230 VAC 入力時に 50 mW 以下) 等の機能を備えています。出力レギュレーションは、フォトカプラ及びシャントレギュレータ (TL431) フィードバックを使用して実現します。

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。ブリッジダイオード BR2 は、AC 入力電圧を整流します。コンデンサ C2 及び C19 では、整流された AC 入力をフィルタリングするとともにインダクタ L4 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。X コンデンサ C1 は、ディファレンシャルモード EMI の低減に役立ちます。電源の出力と入力の間に接続されている Y コンデンサ C7 は、コモンモード EMI を低減します。更に、TinySwitch-5 の周波数ジッター機能は 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 TinySwitch-5 IC (U4) の内蔵パワースイッチのドレイン端子に接続されます。

入力低電圧と入力過電圧のスレッシュホールドは、抵抗 R1 及び R2 から V ピンに供給される電流によって決まります。

ダイオード D1、抵抗 R3、R4、コンデンサ C3、及びツェナー VR1 で形成される RCDZ クランプは、U4 に内蔵されるパワースイッチがターンオフした瞬間に、U4 のピークドレイン電圧を制限します。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。

TinySwitch-5 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一次側 BYPASS ピンコンデンサ (C17) を充電することでセルフスタートします。オプションのフェライトビーズ (L5) はノイズ耐性を向上させます。通常動作時、IC の一次側コントローラには、トランス T1 のバイアス巻線から電源が供給されます。このバイアス巻線の出力は、ダイオード D2 によって整流され、コンデンサ C4 によってフィルタされます。抵抗 R17 は、TinySwitch-5 IC (U4) に供給する電流を制限します。抵抗 R17 は、BP ピンに電流を供給します。これにより、デバイス内部の高電圧からの電流供給ではなく、抵抗 R17 を経由して BP ピンに電流が供給され、通常は、内部 MOSFET オフ時間の間、BP ピンコンデンサ電圧 (C17) を維持します。この設計では、230 VAC 入力時の無負荷時待機電力が、50 mW 以下に削減されます。

一次側検出 OVP は、バイアス電圧供給から BYPASS ピンに、ツェナーダイオード (VR2)、カレントリミット抵抗 (R5)、及びブロッキングダイオード (D3) の組み合わせを直列接続することにより構成されます。出力に過電圧が発生した場合、バイアス巻線の出力で上昇した電圧により、ツェナーダイオード (VR2) が導通し、BP ピンに流入する電流が増加します。電流が電流スレッシュホールド (I_{SD}) を超えると、TinySwitch-5 はスイッチングを停止し、オートリスタートが発生し、 V_{OUT} がレギュレーションの範囲内になるまで続きます。

12 V 出力の出力整流は二次側整流ダイオード D4 によって行われますが、5V の出力整流は二次側整流ダイオード D5 によって行われます。R8 及び C8 で D4 を構成し、R9 と C11 で D5 を構成する RC スナバ ネットワークにより、トランス巻線と二次側トレース容量における漏れインダクタンスに起因する二次側整流ダイオードの高周波リングが減衰されます。

非常に低い ESR コンデンサ C9 及び C12 が、各出力のフィルタリングを行います。フェライト ビーズ L2 及び L3 と、出力コンデンサ C10 及び C13 は、12 V と 5 V 両方の出力の出力リップル低減に役立つローパス フィルタを形成します。

フィードバック回路で、出力電圧は、抵抗分割回路 R10、R11、及び R15 を介して検出されます。これらの電圧は、TL431 REF ピンで 2.495 V を達成するように制御されます。12 V 出力と 5 V 出力のフィードバック電流比は約 1:1 で、より優れた出力レギュレーションと優れたクロスレギュレーションが確保されます。カソード電圧が変化すると、U2 内のフォトカプラ LED 及びトランジスタに流れる電流も変化します。R12、R14、及び C15 は安定した動作を実現する一方で、抵抗 R16 は U3 への最小バイアスを確保します。高入力電圧、無負荷時のバイアス巻線電圧を約 10 V に調整し、無負荷時待機電力を低減しました。

高入力電圧時の CONTROL ピンに流入するフィードバック電流は、通常、約 250 μ A です。この電流は、バイアス巻線 (C4 の電圧) と、直接出力から供給されており、電源の出力の負荷を表しています。無負荷時のバイアス巻線による消費電力を最小にするために、バイアス巻線の巻数と C4 の値を調整して、C4 の最小電圧が約 10 V になるようにしました。これは、フォトカプラのバイアスと出力をレギュレーションの範囲内に抑えるのに必要な最小電圧です。

更に二次側フィードバック回路の消費電力を最小化するために、高 CTR (300 ~ 600%) フォトカプラを使用します。これにより、フォトカプラの二次側 LED 電流が約 250 μ A から 90 μ A 以下に低下し、出力の実効負荷も小さくなります。更に、標準的な基準電圧 2.5V の TL431 から 1.24 V の LMV431 に置き換えて、動作電流を 1 mA から 100 μ A に低減することができます。

基板銅箔パターンの形式のヒート スプレッドは、動作時に TinySwitch-5 及び二次側整流ダイオード デバイスを 110 °C 以下に維持するために必要です。

アプリケーション設計時の重要検討項目

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 2) は、次の条件下で得られる、最大の連続出力電力を示しています。

1. 最小 DC 入力電圧は、85 VAC 入力では 85 V 以上、230 VAC 入力では 220 V 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に適合する必要があります。
2. 効率の想定は、入力電圧範囲によって異なります。ユニバーサル入力電圧または低入力では効率 85% 以上で、高入力では 89% 以上に増加します。想定効率は、入力範囲の最低電圧に基づきます。
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 (VOR) は、最大電力を供給するために、最小入力電圧時に最小 $K_p > 0.4$ を維持するように設定されています。公称高電圧時、 K_p を 1 ~ 1.1 に設定して効率を高めることを推奨します。
5. 効率を向上するために、低い順方向電圧降下 (V_F) ショットキー ダイオードを使用します。
6. 部品の SOURCE ピンは、必要な最高周囲温度でデバイス温度を 110 °C 以下に保つために十分な広さの銅面やヒートシンクにはんだ付け実装します。

7. オープン フレーム設計で 50 °C、密閉型アダプタで 40 °C の周囲温度を想定しています。
8. TinySwitch-5 IC 独自の機能として、トランスの設計に応じて、動作スイッチング周波数を 25 kHz ~ 142 kHz に設定できます。U4 の温度を下げる効果的な方法の 1 つは、トランスが低いスイッチング周波数で動作するように設計することです。まずは 66 kHz から始めることを推奨します。更に小型なトランスが必要な場合、動作スイッチング周波数を 130 kHz に上げることができます。

過電圧保護

TinySwitch-5 の出力過電圧保護では、約 8.7 mA のスレッショールド電流 (I_{SD}) が BYPASS ピンに流れるとトリガされる内部ラッチを使用します。内部フィルタに加えて、BYPASS ピン コンデンサは外部フィルタを形成して、ノイズ耐性を高め、偶発的なトリガを防ぎます。バイパス コンデンサの高周波フィルタとしての効果を確実に高めるには、コンデンサをデバイスの SGND ピン及び BYPASS ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。

一次側検出出力 OVP 機能は、整流及びフィルタされたバイアス巻線出力と BYPASS ピンをツェナー ダイオード (VR2)、抵抗 (R5)、及びブロッキング ダイオード (D3) 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が発生したことが原因です。そのため、最低入力電圧かつ最高出力負荷の状態では、整流されたバイアス巻線の電圧を測定することを推奨します。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必要があります。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、直列抵抗の値は、出力過電圧時に I_{SD} より大きな電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるように計算する必要があります。

無負荷時待機電力の削減

TinySwitch-5 IC は、内部電源から充電した BYPASS ピン コンデンサから自己給電モードで起動します。TinySwitch-5 IC がスイッチングを開始したら、BYPASS ピンに電流を供給するために、バイアス巻線が必要です。このバイアス巻線の供給により、電源は無負荷時待機電力を低く抑えることが可能になります。抵抗 R_{BIAS} の値は、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。

無負荷時待機電力を更に抑えるその他のテクニックとしては、以下があります。

1. 一次側クランプ コンデンサ (C_{PRI_SNUB}) で低い値を使用する。
2. バイアス回路整流用のショットキーまたは超高速ダイオード (D_{BIAS}) を採用する。
3. CTR が 300 ~ 600% (OPTO) の電流伝達比が高いフォトカプラを採用する。
4. バイアス回路フィルタ コンデンサに低 ESR のコンデンサ (C_{BIAS}) を選択する。
5. 入力整流コンデンサ (C_{BULK}) 及び出力フィルタ コンデンサ (C_{OUT}) に、低 ESR を選択する。
6. 値が低い二次側整流ダイオード RC スナバ コンデンサ (C_{SEC_SNUB}) を使用する。
7. 一次側巻線層間にテープを適用し、一次側と二次側巻線間に多層テープを適用し、巻線間の容量を小さくする。

部品選択

図 7 は、実用的な単出力 TinySwitch-5 設計に必要な、重要な外付け部品を示しています。

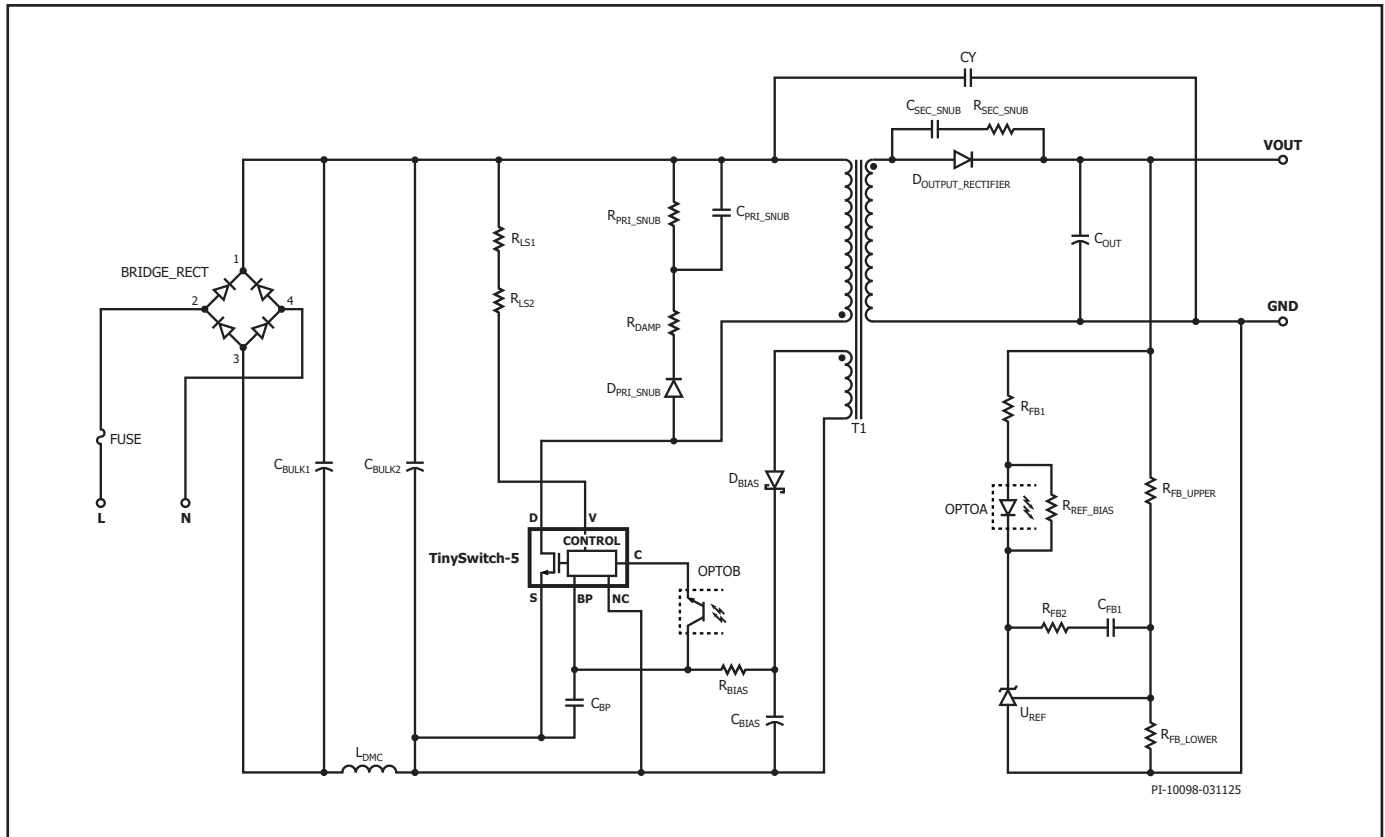


図 7. 標準的な TinySwitch-5 フライバック電源の単出力設計

BYPASS ピン コンデンサ (CBP)

TinySwitch-5 IC の BYPASS ピン (BP) から SGND に接続されたコンデンサは、一次側コントローラのデカップリングを行い、カレントリミットを選択します。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ため、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 X5R または X7R 誘導体コンデンサを推奨します。X7R や X5R などのセラミックコンデンサのタイプの名称は、メーカーや製品ファミリーによって電圧係数が異なる可能性があることに注意してください。コンデンサのデータシートを見て、選択したコンデンサが、5 V の容量で 20% 以上降下しないことを確認することを推奨します。電圧と温度係数の特性が劣るため、Y5U または Z5U / 0603 定格 MLCC は使用しないでください。

V ピン入力センス抵抗 (RLS1 及び RLS2)

V 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、合計抵抗値 8 M Ω を推奨します。高入力電圧の場合は、各値が 4 M Ω の、2 つの 0.25 W SMD 1206 抵抗またはリード抵抗を直列で使用することを推奨します。

V ピンを SOURCE に接続すると、入力電圧検出機能は無効になります。V ピンをフローティング状態のままにすることは推奨しません。

一次側クランプ (D_{PRI_SNUB} , R_{DAMP} , R_{PRI_SNUB} , C_{PRI_SNUB})

図 7 を参照してください。RRCD クランプは、低電力電源で一般的に使用されるクランプです。高電力の設計では、ツェナー クランプまたは RRCD とツェナー クランプを併用して効率を上げることができます。最悪の条件下 (最大入力電圧、最大過負荷電力、または出力短絡) では、ピークドレイン電圧をデバイス絶対 DRAIN 電圧定格の 90% に制限することを推奨します。

クランプ ダイオード (D_{PRI_SNUB}) には、ガラス保護膜付き標準リカバリー タイプまたは逆回復時間が 500 ns 以下の高速リカバリー タイプを使用してください。ガラス保護膜付き標準リカバリー ダイオードを使用すると、各スイッチングサイクルのクランプ電力の一部を再生させることができ、軽負荷及び平均効率が向上します。このダイオードは、TinySwitch-5 内の MOSFET がオフになるたびに一時的に導通して、漏れリアクタンス及びクランプコンデンサ C_{PRI_SNUB} からのエネルギーを出力に転送します。

直列に接続した抵抗 R_{DAMP} は、漏れインダクタンスと MOSFET スイッチ出力コンデンサ C_{OSS} の間の共振によって発生する過剰なリングングを防ぐ減衰を実現します。抵抗 R_{PRI_SNUB} は、コンデンサ C_{PRI_SNUB} に蓄えられたエネルギーを徐々に減らします。TinySwitch-5 ファミリーの異なるデバイスを使用した電源は、一次側ピーク電流や漏れインダクタンスが異なるため、漏れエネルギーも異なります。したがって、設計ごとに、コンデンサ C_{PRI_SNUB} 、抵抗 R_{PRI_SNUB} 及び R_{DAMP} を最適化する必要があります。

原則として、コンデンサ C_{PRI_SNUB} の値を最小に、抵抗 R_{PRI_SNUB} 及び R_{DAMP} の値を最大にする一方で、最大入力電圧及び最大負荷時に MOSFET DRAIN 電圧が絶対最大上限の 90% 以下になるようにすることを推奨します。 R_{DAMP} の値は、必要な時間内にリングングを減衰するのに十分な大きさにする必要があります。ただし、 R_{DAMP} の値が増加するのに従い、DRAIN ピーク電圧及びその消費電力も増加します。したがって、DRAIN 電圧を最大絶対上限の 90% 以下に維持するよう注意する必要があります。 R_{DAMP} の推奨範囲は、47 Ω ~ 100 Ω です。一方、 R_{PRI_SNUB} の推奨範囲は、100 k Ω ~ 470 k Ω です。

C_{PRI_SNUB} のクランプ回路で ZSU などの誘電体を使用するディスク セラミックコンデンサを使用すると、可聴ノイズが発生する場合があります。したがって、誘電体として X7R を使用するポリエステル フィルム タイプまたはセラミックコンデンサ、1 kV 定格、1206 サイズが一般的に使用されます。 C_{PRI_SNUB} の推奨範囲は、470 pF ~ 1 nF です。

バイアス巻線及び外付けバイアス供給回路 (D_{BIAS} 、 C_{BIAS} 、 R_{BIAS})
TinySwitch-5 IC の DRAIN ピンから BYPASS ピンに接続された内部の一次側バイパス レギュレータによって、BYPASS ピンに接続されたコンデンサ C_{BP} 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 1.5 mA の電流を BYPASS ピン及び C ピンに供給することができるバイアス回路を作成します。

最大負荷時には、バイアス電圧 12 V を推奨します。電圧が高いと、無負荷時入力電力が高くなります。無負荷時待機電力を削減し、待機時入力効率を向上するため、バイアス巻線整流には、超高速またはショットキー ダイオードを推奨します。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下で、バイアス巻線電圧が 10 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 の入力で電源を動作させる場合、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 258 μ A の I_{SI} よりもやや高く設定する必要があります。これは、 R_{BIAS} 抵抗の値を微調整することにより実現できます。一般的に高速または超高速ダイオードはその素早い回復により放射 EMI が大きくなります。その防止策として、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。

バイアス フィルタ コンデンサ C_{BIAS} には、最低 47 μ F で 25 V 定格の、アルミニウムの低 ESR 電解コンデンサを推奨します。47 μ F 低 ESR 電解コンデンサは、無負荷時入力電力と待機時入力電力の効率向上に役立ちます。表面実装のセラミック コンデンサは、その機械構造上、圧電効果によって音鳴りが発生する可能性があるため、推奨しません。

無負荷時の入力電力を最小にし、最高負荷時の効率を高くするには、この抵抗を経由する電流が BYPASS ピンの電流よりも大きくなるように、抵抗 R_{BIAS} を選択する必要があります。

二次側出力整流ダイオード ($D_{OUTPUT_RECTIFIER}$)

出力ダイオードは、ピーク逆電圧、出力電流、実使用上の環境条件（放熱や対流条件を含む）に基づいて選択します。TinySwitch-5 IC の DC_{MAX} が高いと、適切なトランスの巻き数比と組み合わせた場合、最大 15 V の出力電圧で 80 V のショットキー ダイオードを使用することができ、更に高効率化することが可能です。

出力整流ダイオードの選択に関する考慮事項:

- 逆電圧定格 (V_R) が、ピーク逆電圧 (PIV) の少なくとも 1.25 倍になるようにします。
- 出力電流 (I_{OUT}) の少なくとも 2 倍である電流定格 (I_D) を持つダイオードを選択します。

出力フィルタ容量 (C_{OUT})

低 ESR 電解コンデンサは、出力リップル電圧の平滑化における主要な要件の 1 つです。その他の考慮すべきパラメータは、RMS リップル電流定格、DC 動作電圧、及び ESR です。実際の容量値は、それほど重要ではありません。

出力コンデンサの選択に関する考慮事項:

- コンデンサのリップルが @ 105 $^{\circ}$ C に指定されていることを確認します。100 kHz は、想定リップル電流 (IS_{RIPPLE}) よりも大きい必要があります。
- 低 ESR (等価直列抵抗) 電解コンデンサを使用し、出力スイッチングリップル電圧を最小化します。これは、 $V_{RIPPLE} = IS_{RIPPLE} \times ESR$ を使用して計算します。
- 定格電圧が出力電圧 (V_{OUT}) の少なくとも 1.25 倍である電圧定格を持つコンデンサを選択します。

出力後段のフィルタ部品 (L_{PF} 及び C_{PF}):

後段フィルタ (L_{PF} 及び C_{PF}) を追加して、高周波数スイッチング ノイズ及びリップルを低減することができます。

後段フィルタの追加に関する考慮事項:

- インダクタ (L_{PF}) は、インダクタンス値が 1 μ H ~ 3.3 μ H の範囲内で、電流定格がピーク出力電流を超える必要があります。
- コンデンサ (C_{PF}) は、容量値が 100 μ F ~ 330 μ F の範囲内で、電圧定格が出力電圧 (V_{OUT}) の少なくとも 1.25 倍である必要があります。
- 後段フィルタを使用する場合は、後段フィルタ インダクタの前に出力電圧センサ抵抗及びフォトカブラが接続されていることを確認します。図 9 を参照してください。

基板レイアウトに関する推奨事項

このセクションについては、図 8 ～ 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 ピンに接続する銅箔部を一点接地接続にします。 C_{BIAS} グランドには、入力フィルタ コンデンサ グランド ピンにスター接続した専用配線が必要です。

バイパス コンデンサ

BYPASS ピン デカップリング コンデンサ (C_{BP}) は、BYPASS ピン及び SOURCE ピンの近傍に直接配置する必要があります。短い配線で接続していることを確認します。

重要なループ エリア

dv/dt または di/dt が高くなる回路のループは、できるだけ小さくする必要があります。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、最小化する必要があります。同様に、二次巻線、出力整流ダイオード、出力フィルタ コンデンサを接続するループ エリアは、縮小する必要があります。

回路間のクロストークを最小化するために、あるループ エリアを別のループ エリア内に配置しないようにしてください。

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。したがって、ドレイン ノードに接続された部品は、IC の近くに配置し、ノイズの影響を受けやすい一次側制御回路から離す必要があります。クランプ回路部品は BYPASS ピンから物理的に離れた位置に配置し、この回路の配線の幅及び長さを最小にする必要があります。

電力パターンの配線

電流は、抵抗の少ない経路を流れます。配線がコンデンサに接続されている場合でも、電流がそれらをバイパスして、コンデンサを無効にする可能性があります。有効なフィルタリングとノイズ耐性を実現するために、電力信号配線は、コンデンサのパッドにスター接続することを推奨します。

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、一次側巻線で R2CD または R2CDZ クランプを使用します。EMI を低減するには、クランプ部品、トランス、及び IC 間のループ エリアを最小化します。

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から、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、直接配置する必要があります。この配置により、過大なコモン モード サージ電流を迂回させ IC デバイスに進入するのを防ぎます。 π 型の入力 EMI フィルタ (C_{BULK1} 、 L_{DMC} 、 C_{BULK2}) 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。

ESD 耐性

ESD 及び Hi-Pot 絶縁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を維持する必要があります。スパークギャップは、出力リターンまたはプラス端子とヒューズ後段のいずれかの AC 入力の上に配置する必要があります。この構成で、ユニバーサル入力電源のほとんどの安全基準の沿面距離と空間距離の要件に適合するには、6.4 mm (お客様の要件によっては 5.5 mm を使用可能) のスパークギャップで十分です。ESD に対する効果的な耐性を得るには、スパークギャップの間隔は一次側と二次側の最も近い距離にする必要があります。

コモンモード チョークまたはインダクタのスパークギャップは、ESD またはコモンモード サージによる高エネルギー放電用に低インピーダンスパスを提供します。

二次側整流ダイオード

最適な性能を引き出すには、二次側巻線、二次側整流ダイオード、出力フィルタ コンデンサを接続するループ エリアをできるだけ小さくする必要があります。SMD ダイオードを使用する場合は、放熱のために、二次側整流ダイオードの端子に十分な銅箔部を確保します。二次側ダイオードにヒートシンクが必要となる場合があります。

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、V パッケージや K パッケージで放熱するための主要な経路として機能します。したがって、一点接地とヒートシンクの両方として機能させるには、SOURCE ピンを IC の下の銅箔部に接続する必要があります。このエリアは静的なソース ノードに接続されているため、EMI の問題が発生することなく効果的な放熱のために最大化することができます。K パッケージは、IC の底部にある露出パッドを特長としており、これは更に IC の温度を下げるために SOURCE ヒートシンク銅箔部にはんだ付けする必要があります。

E パッケージの場合、IC の背面にある露出パッドは、ヒートシンクを取り付けるために使用します。ヒートシンクは、絶対最大ジャンクション温度の限度以下で IC が安全に動作することを保証するために必要です。

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またはヒートシンクを確保する必要があります。電源を最大定格負荷、最低定格入力 AC 供給電圧、及びシステムの最大動作周囲温度で動作させる場合に、銅箔部またはヒートシンクで IC の温度を 110°C 以下に維持することを推奨します。必要に応じて、更なるディレーティングを適用してください。

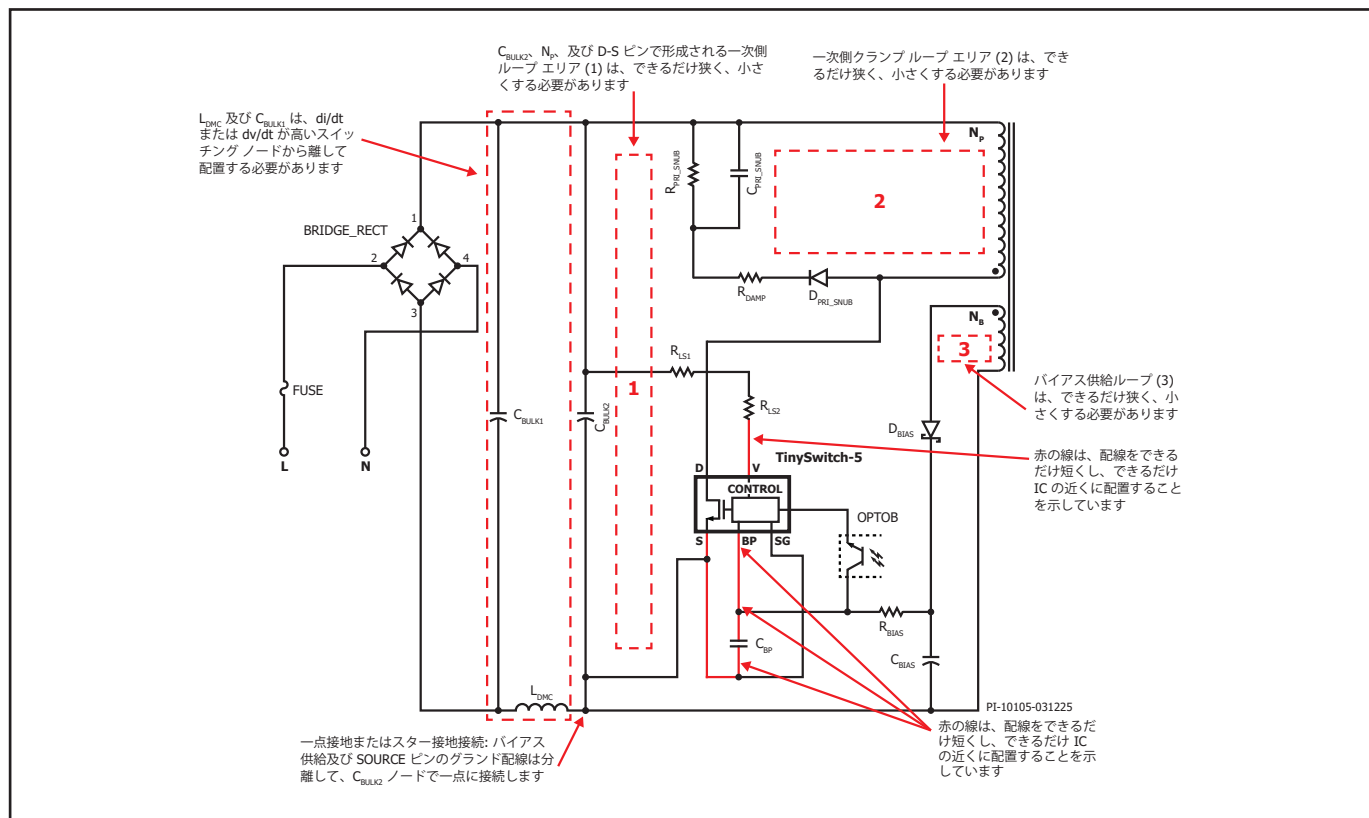


図 8. 重要なループ エリア、重要な部品配線、及び一点接地またはスター接地を示す、TinySwitch-5 一次側の標準的な回路図

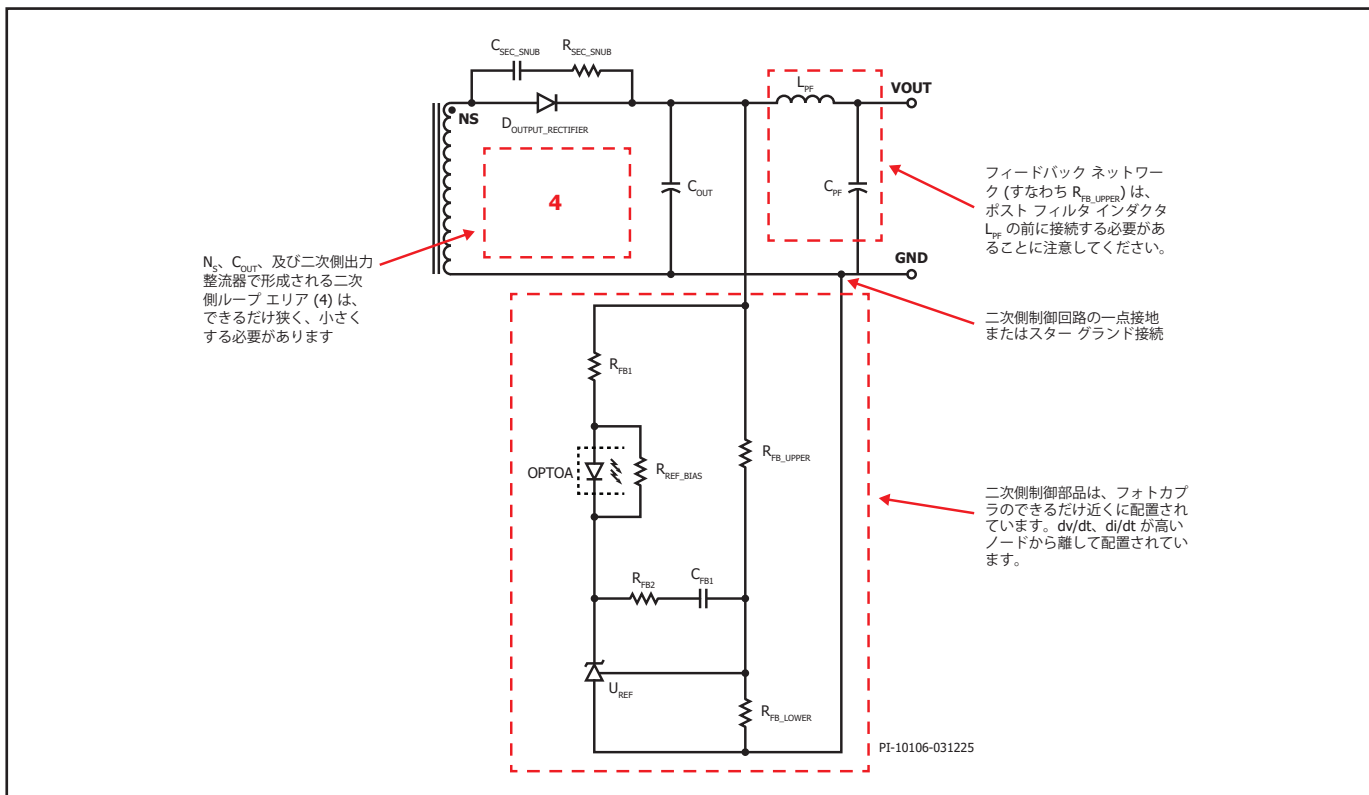


図 9. 重要なループ エリア、重要な部品配線、及び一点接地またはスター接地を示す、TinySwitch-5 二次側の標準的な回路図。オプションの後段フィルタ LC が含まれます。

レイアウトの例

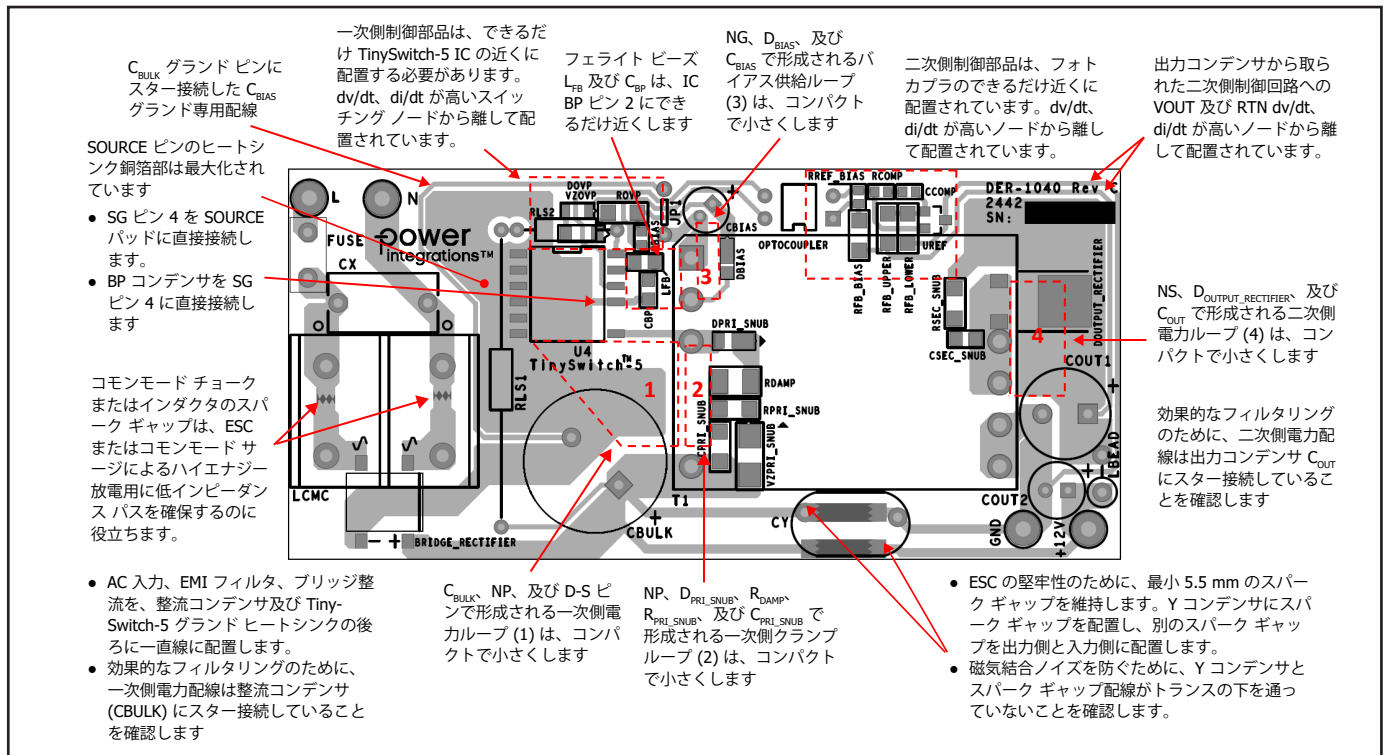


図 10. 部品面から見たパターン図 - dv/dt または di/dt が高い回路の狭いループ エリア、部品配置、及びスパークギャップの場所を示す、TinySwitch-5 K パッケージの理想的なレイアウト例

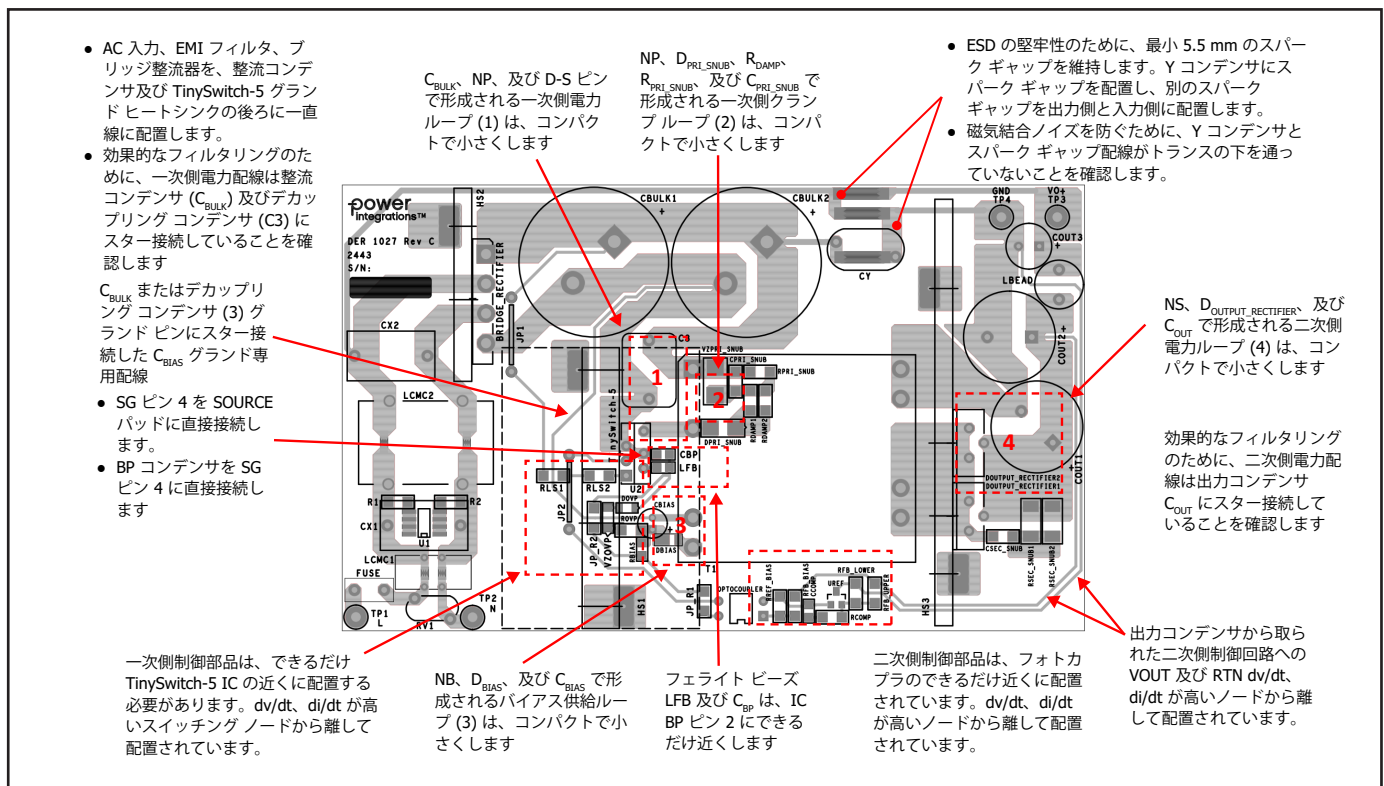


図 11. 部品面から見たパターン図 - dv/dt または di/dt が高い回路の狭いループ エリア、部品配置、及びスパークギャップの場所を示す、TinySwitch-5 E パッケージの理想的なレイアウト例

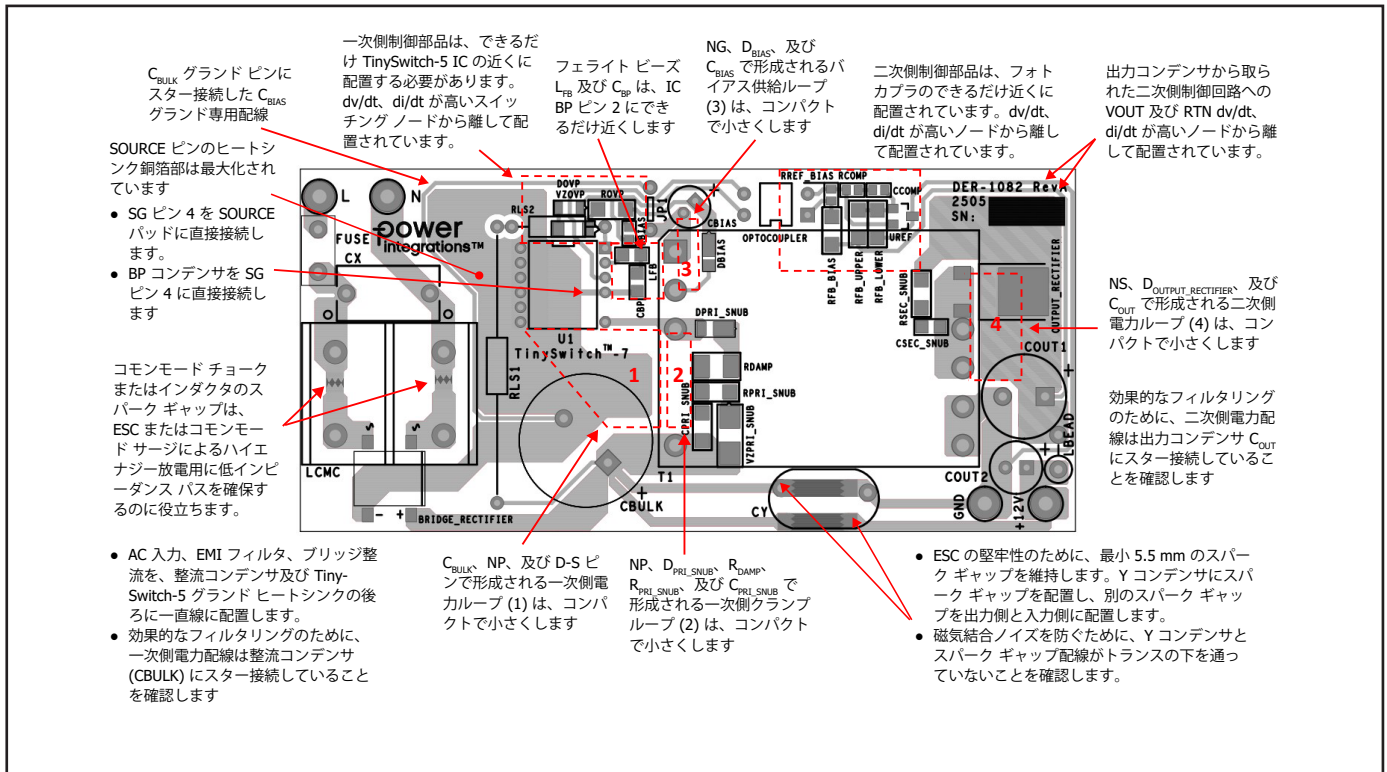


図 12. 部品面から見たパターン図 – dv/dt または di/dt が高い回路の狭いループ エリア、部品配置、及びスパークギャップの場所を示す、TinySwitch-5 V パッケージの理想的なレイアウト例

PCB レイアウトの特記事項

- グラウンド インピーダンス ノイズ カップリングを回避するために、すべてのループが分かれており、ループ内に別のループが存在しないことを確認します。
- RFI (無線周波数の干渉) の生成を低減するために、ドレインなど dv/dt が高いノードの表面積及び長さはできるだけ小さくしてください。
- Y コンデンサやフィードバック リターンなどの安定した信号配線を、巻線または出力整流ダイオードのスイッチング側、トランスの膨らんでいる部分の下、ドレインのようなノイズの大きいノード (dv/dt または di/dt が高いノード) の近く、またはその上に配置しないでください。これは、容量結合ノイズまたは磁気結合ノイズを防ぐのに役立ちます。

EMI 低減に関する推奨事項

- 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 エリアを最小化することで、放射 EMI と伝導 EMI を低減することができます。ループ エリアを小さくすることを目指します。
- 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追加すると、放射 EMI の低減に役立つ場合があります。
- 抵抗をバイアス巻線と直列に接続すると、放射 EMI の低減に役立つ可能性があります。
- COMON モードのノイズを軽減するために、電源入力で COMON モードチョーク (CMC) が必要となるのがよくあります。または、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。
- 二次側整流ダイオードの RC スナバ部品の値を調整すると、高周波の放射 EMI と伝導 EMI の低減に役立つ可能性があります。
- 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 EMI が低減します。
- 1 μF セラミック コンデンサを電源出力に接続すると、放射 EMI の低減に役立ちます。

トランス設計に関する推奨事項

トランス設計では、最小の入力電圧で電源が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、使用する整流コンデンサの容量によって異なります。DC バスの電圧が 90 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 $\mu\text{F}/\text{W}$ にすると標準的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。

跳ね返り電圧 VOR (V)

このパラメータは、ダイオードの導通時間内にトランスの巻線数を通じて一次側に跳ね返ってくる二次巻線電圧を表します。デフォルト値は 120 V ですが、設計ルールを継承する設計を実現するように VOR を調整することができます。設計を最適化するために、以下の事項を考慮してください。

- VOR を大きくすると、VMIN 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、電力供給は最大になります。
- VOR を大きくすると、出力ダイオードの電圧ストレスが減少し、潜在的に低電圧定格及び高効率を実現できる可能性があります。
- VOR 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。
- VOR 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、二次側の銅損失、ダイオード損失が大きくなり、効率が低下する場合があります。

特に、VOR を低減して最高効率を実現する必要がある非常に高い出力電流の場合、このガイダンスには例外があることに注意する必要があります。高出力電圧 (15 V を超える) の場合は、VOR を大きくして、出力ダイオードの許容できるピーク逆電圧 (PIV) を維持する必要があります。

最適な VOR 値はアプリケーションによって異なり、前述の要素を考慮して、決定します。

リップル/ピーク電流比 (K_p)

K_p が 1 以下の場合は連続動作モードを示します。ここで、 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)。

$$K_p \equiv K_{RP} = \frac{I_R}{I_P}$$

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。

$$K_p \equiv K_{DP} = \frac{(1-D) \times T}{t} = \frac{VOR \times (1-D_{MAX})}{(V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX}}$$

ほとんどの TinySwitch-5 設計では、予測される最小 DC バス電圧で 0.9 に近い K_p を使用することを推奨します。 K_p の値が 1 以下の場合、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、TinySwitch-5 IC 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。

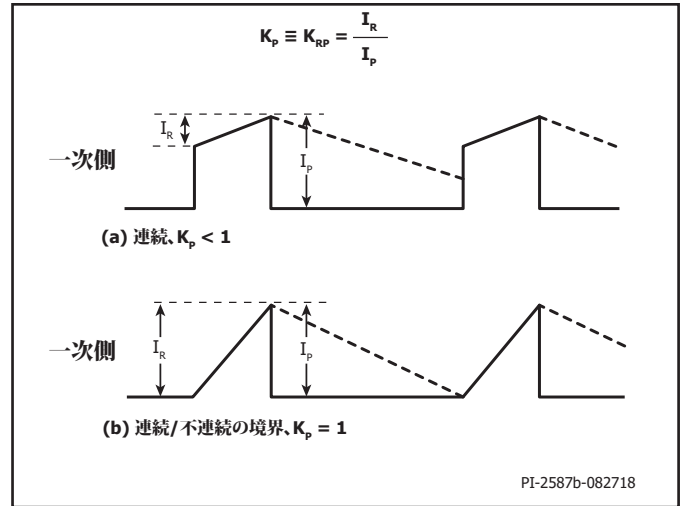


図 13. 連続動作モードの電流波形、 $K_p < 1$

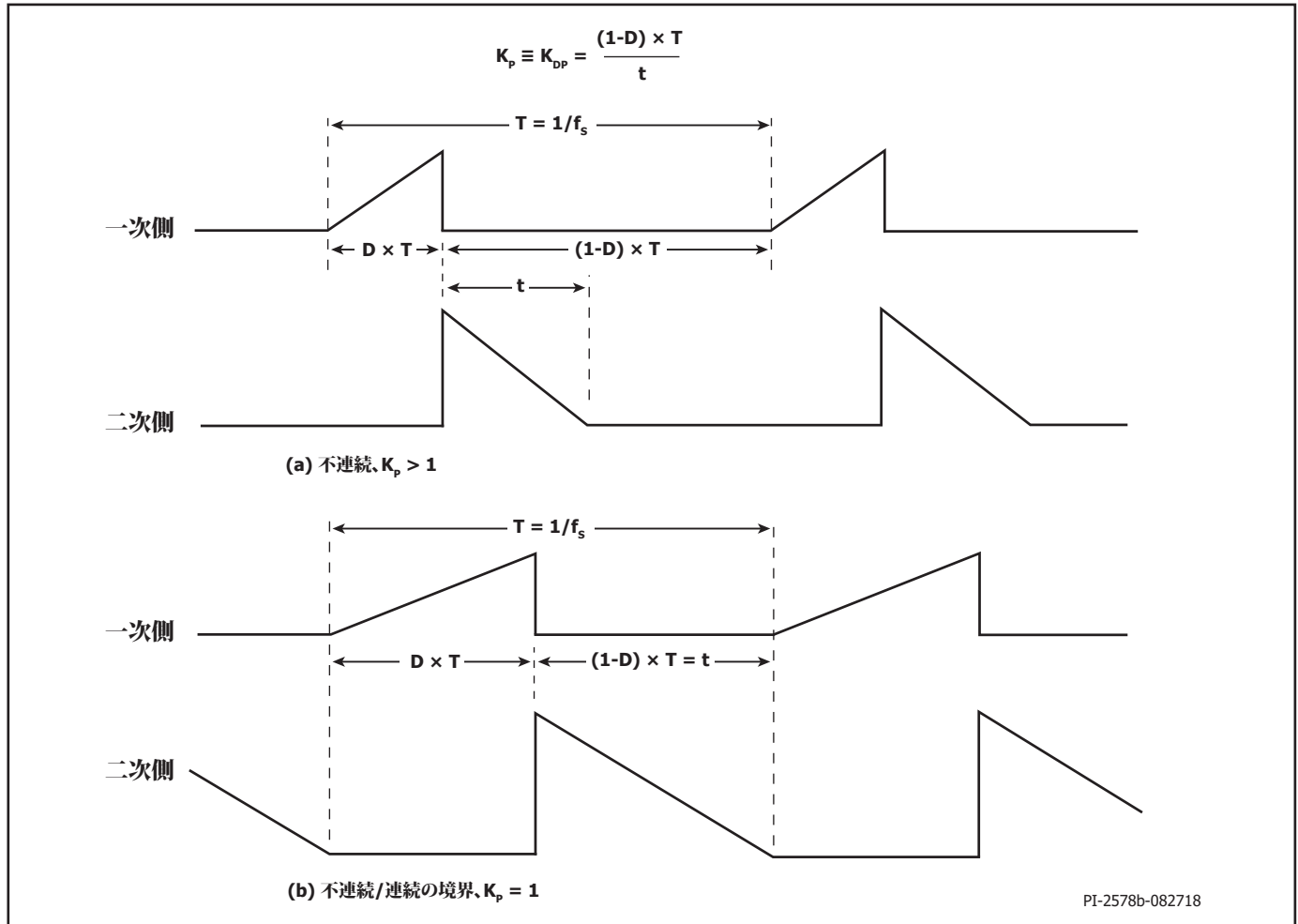


図 14. 不連続動作モードでの電流波形、 $K_p > 1$

最大磁束密度、 B_m (ガウス)

起動中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最小限のトランスのリセットがあります。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の 3800 ガウスという値は、TinySwitch-5 IC 内蔵の保護機能と組み合わせると、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 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。

コア タイプ

適切なコアの選択は、電源筐体の物理的な制約に依存します。熱問題を最小限に抑えるために、低損失のコアのみを使用することを推奨します。

安全マージン、MARGIN (mm)

一次側と二次側を安全に絶縁する必要があり、3 層絶縁電線を使用しない場合、ボビンの各側で使用する安全マージンの幅をここに入力します。ユニバーサル (85 ~ 265 VAC) 入力電圧の場合、通常はマージン合計 6.2 mm が必要であり、3.1 を計算シートに入力します。垂直置きボビンではマージンは左右対称でなくて構いませんが、マージン合計 6.2 mm が必要な場合は、物理的なマージンがボビンの片側にしかなくても同様に 3.1 を入力します。3 層絶縁電線を使用する設計であっても、必要な安全治面距離を確保するために小さいマージンを入力する必要がある場合があります。通常、各コア サイズに対していくつかのボビンが存在し、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少するため、コア サイズが小さい場合には、マージン構造が適切でない場合があります。マージンの入力後に 3 層以上の一次側層数が必要になった場合は、より大きなコアを選択するか、3 層絶縁電線を使用するゼロ マージン手法の設計に切り替え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 ~ 3 にする必要があり、望ましいのは一次電流密度の限界値 (CMA) を満たす最小の数値です。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、熱制限によっては更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。ただし、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、低電力設計には適さない可能性があります。

設計のクイック チェックリスト

いかなる電源設計であっても TinySwitch-5 を動作させるにはすべて、最悪条件で部品制約を超えないことをベンチマーク テストで検証する必要があります。最小限、次のテストを行うことを強く推奨します。

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、TinySwitch-5 の V_{DS} 及び二次側整流ダイオードの逆電圧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。

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) 出力電力において、起動時と定常状態でのドレイン電流波形を観測して、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がないことを確認します。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 $I_{LIMIT(MIN)}$ を下回っていることを確認します。すべての条件において、一次側 MOSFET の最大ドレイン電流が仕様の絶対最大定格を下回っていることが必要です。

温度特性の確認

規定の最大出力電力、最小入力電圧、及び最大周囲温度において、TinySwitch-5 IC、トランス、ブリッジ整流、二次側整流ダイオード、及び出力コンデンサの温度仕様が制限を超えないことを検証します。MOSFET $R_{DS(ON)}$ における部品ごとのばらつきを許容する十分な温度マージンが必要です。低入力電圧、最大電力において $R_{DS(ON)}$ のばらつきを許容するには、TinySwitch-5 IC の最大温度を 110 °C にすることを推奨します。

設計サポート

設計サポートの最新情報は、弊社ホームページ (www.power.com) に掲載しています。

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧: TNY5071-TNY5077	-0.3 V ~ 725 V
DRAIN ピンのピーク電流: TNY5071	0.9 A ³
TNY5072	1.7 A ³
TNY5073	2.28 A ³
TNY5074	3.47 A ³
TNY5075	4.11 A ³
TNY5076	5.19 A ³
TNY5077	5.92 A ³
BP ピン電圧	-0.3 ~ 6 V
BP ピン電流	100 mA
V ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
C ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
保存温度	-65 ~ 150 °C
動作ジャンクション温度 ⁴	-40 ~ 150 °C
周囲温度	-40 ~ 105 °C
最高リード温度 ⁵	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。
- TBD。
- 通常は内部回路によって制限されます。
- ケースから 1/16 インチの点で最大 5 秒間。

熱抵抗

熱抵抗: E パッケージ	
(θ_{JA})	105 °C/W ¹
(θ_{JC})	2 °C/W ²
V パッケージ	
(θ_{JA})	68 °C/W ³ , 58 °C/W ⁴
(θ_{JC})	2 °C/W ²
K パッケージ	
(θ_{JA})	45 °C/W ³ , 38 °C/W ⁴
(θ_{JC})	2 °C/W ²

注:

- ヒート シンクなしで自立している場合。
- タブの背面で測定。
- 通常使用の基板へのはんだ付け (K パッケージの露出パッドを含む)、放熱領域は、0.36 平方インチ (232 mm²)、2 オンス (610 g/m²) の銅箔部。
- 通常使用の基板へのはんだ付け (K パッケージの露出パッドを含む)、放熱領域は、1 平方インチ (645 mm²)、2 オンス (610 g/m²) の銅箔部。

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						
起動オフ時間	$T_{\text{OFF(STARTUP)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		30	45	μs
動作時の最大周波数	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	150		kHz
ジッター変調周波数	f_{M}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $f_{\text{SW}} = 150\text{ kHz}$		0.22		kHz
最大デューティ サイクル	DC_{MAX}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	66		%
最大 ON 時間延長	$T_{\text{ONEXT(MAX)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	15		μs
最小オフ時間	$T_{\text{OFF(MIN)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	2.2	TBD	μs
ソフトスタート時間	T_{SOFT}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		6.26		ms
CONTROL 電流スイッチングなし	$I_{\text{C(NOSWITCHING)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		290	TBD	μA
ダイナミック インピーダンス	Z_{C}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, I_{\text{C}} = 300\text{ }\mu\text{A}$		207	300	Ω
ダイナミック インピーダンスの温度ドリフト	$Z_{\text{C(TEMPDRIFT)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD		%/ $^{\circ}\text{C}$
C ピン電圧	V_{C}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, I_{\text{C}} = 300\text{ }\mu\text{A}$		2.04	2.10	V
制御電流オートリスタート及びソフトスタート機能終了スレッシュホールド	$I_{\text{C(TH)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		16	TBD	μA
BP 供給電流	I_{S1}	$V_{\text{BP}} = V_{\text{BP}} + 0.1\text{ V}$ (スイッチング無し) $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		258	TBD	μA
	I_{S2}	$V_{\text{BP}} = V_{\text{BP}} + 0.1\text{ V}$ (パワースイッチ 150 kHz でスイッチング) $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5071	0.44	TBD	mA
			TNY5072	0.51	TBD	
			TNY5073	0.60	TBD	
			TNY5074	0.69	TBD	
			TNY5075	0.92	TBD	
			TNY5076	1.03	TBD	
			TNY5077	1.34	TBD	
BP ピン充電電流	I_{CH1}	$V_{\text{BP}} = 0\text{ V}, T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	-1.44	TBD	mA
	I_{CH2}	$V_{\text{BP}} = 4\text{ V}, T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	-4.60	TBD	
BP ピン電圧	V_{BP}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	4.95	TBD	V
BP ピン電圧ヒステリシス	$V_{\text{BP(H)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.5		V
BP シャント電圧	V_{SHUNT}	$I_{\text{BP}} = 2\text{ mA}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	5.42	TBD	V
BP 起動リセット スレッシュホールド電圧	$V_{\text{BP(RESET)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	3.30	TBD	V
V ピン起動スレッシュホールド	$I_{\text{UV+}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	12.3	TBD	μA

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)						
V ピン停止スレッシュホールド	I_{UV-}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	10.4	TBD	μA
停止遅延時間	t_{UV-}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		36		ms
V ピン入力過電圧スレッシュホールド	I_{OV+}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	56.6	TBD	μA
V ピン入力過電圧ヒステリシス	$I_{OV(H)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		3.9		μA
V ピン入力過電圧回復スレッシュホールド	I_{OV-}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	50.0			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
V ピン電圧	V_V	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $I_V = 45\text{ }\mu\text{A}$	2.2	2.6	3.0	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							
ローカレントリミット (BP) コンデンサ = 4.7 μF 注 C を参照	$I_{\text{LIMIT-1}}$ (パワースイッチ 150 KHz でスイッチング)	$di/dt = 88\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5071K	288	310	332	mA
			TNY5071V	288	310	332	
		$di/dt = 135\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5072K	446	480	514	
			TNY5072V	446	480	514	
		$di/dt = 190\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5073K	623	670	717	
			TNY5073V	623	670	717	
		$di/dt = 223\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5074K	734	790	846	
			TNY5074V	734	790	846	
		$di/dt = 285\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5075K	930	1000	1070	
			TNY5075V	930	1000	1070	
標準カレントリミット (BP) コンデンサ 0.47 μF 注 C を参照	I_{LIMIT} (パワースイッチ 150 KHz でスイッチング)	$di/dt = 88\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5071K	348	375	402	mA
			TNY5071V	348	375	402	
		$di/dt = 135\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5072K	544	585	626	
			TNY5072V	544	585	626	
		$di/dt = 190\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5073K	757	815	873	
			TNY5073V	757	815	873	
		$di/dt = 223\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5074K	892	960	1028	
			TNY5074V	892	960	1028	
		$di/dt = 285\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5075K	1125	1210	1295	
			TNY5075V	1125	1210	1295	
		$di/dt = 450\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5075E	1478	1590	1702	
			TNY5076E	2139	2300	2461	
		$di/dt = 650\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5076E	2139	2300	2461	
			TNY5077E	2464	2650	2836	
		$di/dt = 750\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TNY5077E	2464	2650	2836	

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 (続き)						
BYPASS ピン異常停止スレッシュホールド電流	I_{SD}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	TBD	8.7		mA
オートリスタートオン時間	t_{AR}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		66		ms
オートリスタートオフ時間	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.2		sec.
ショートオートリスタートオフ時間	$t_{AR(OFF)H}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 注 B を参照		0.2		sec.
出力						
オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	TNY5071K/V $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		10.12	11.64
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5072K/V $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		6.36	7.31
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5073K/V $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		4.59	5.28
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5074K/V $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		3.20	3.68
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5075K/V $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.88	2.16
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5075E $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		2.10	2.42
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5076E $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.49	1.71
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
		TNY5077E $I_D = I_{LIMIT}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.26	1.45
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		TBD	TBD
オフ時ドレイン漏れ電流	I_{DSS1}	$V_{BP} = V_{BP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 80\%$ ピークドレイン電圧 $T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			200	μA
	I_{DSS2}	$V_{BP} = V_{BP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 80\%$ ピークドレイン電圧 $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		15		μA
ドレイン供給電圧		注 A を参照	50			V
過熱シャットダウン	T_{SD}	注 A を参照	TBD	142	TBD	$^{\circ}\text{C}$
過熱シャットダウン ヒステリシス	$T_{SD(H)}$	注 A を参照		70		$^{\circ}\text{C}$

注:

I. このパラメータは、特性によって規定されます。

J. このパラメータは、標準値を参照して設計してください。

K. 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、BP 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、未満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でのデバイスの動作は、特性によって保証されます。

定格 BP ピン コンデンサ値	BP 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 コンデンサを使用することを推奨します。

標準性能曲線

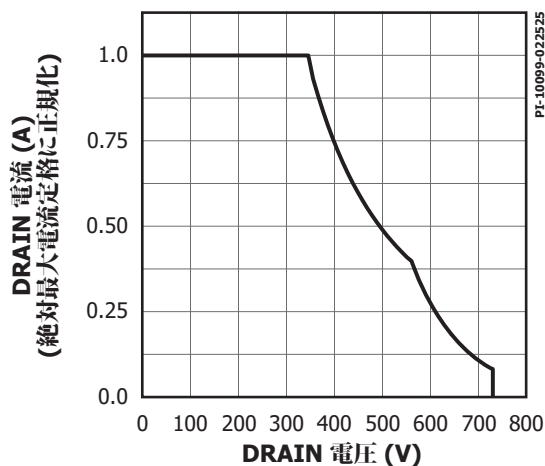


図 15. 最大許容 DRAIN 電流 - DRAIN 電圧

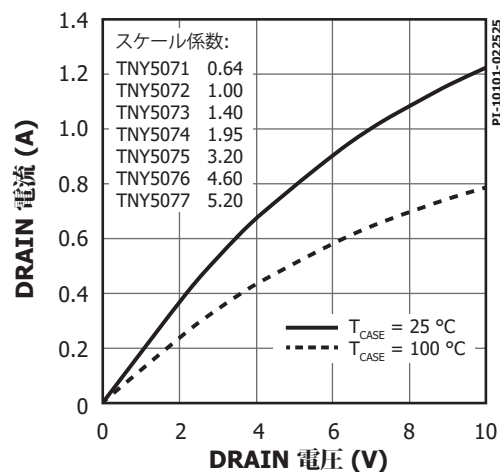


図 16. 出力特性

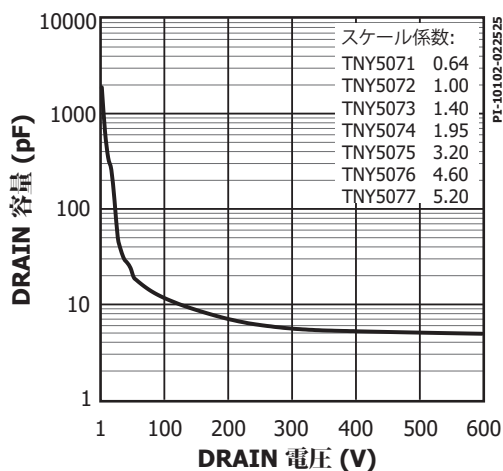


図 17. C_{OSS} - ドレイン電圧

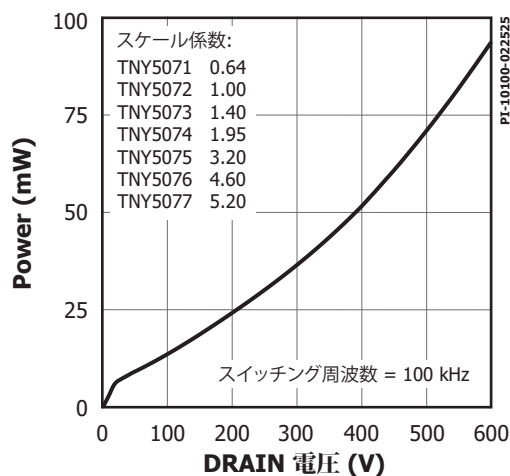
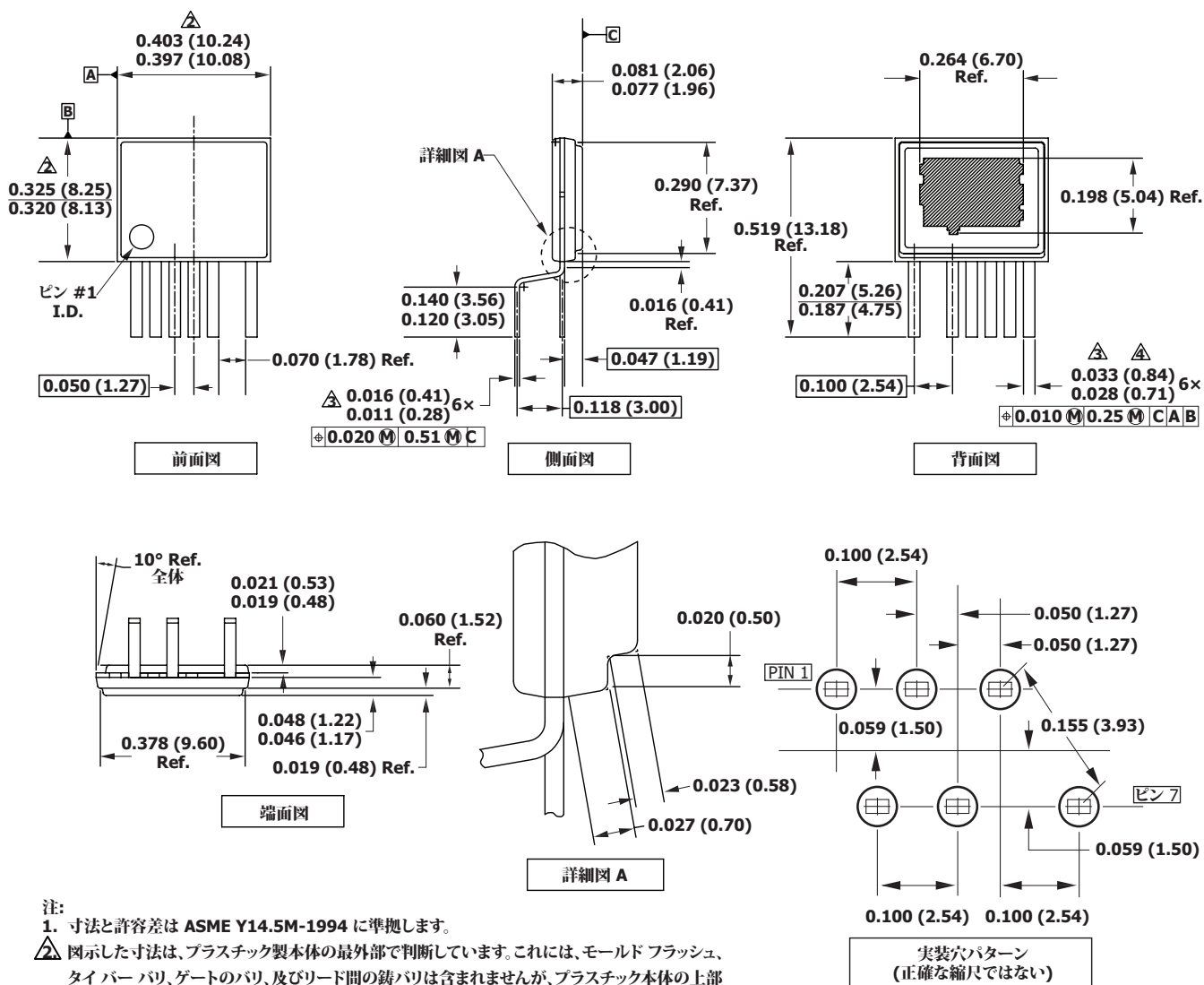


図 18. DRAIN 容量電力

eSIP-7C (E パッケージ)



注:

1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M-1994 に準拠します。

△ 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、及びリード間の鍍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ずれが含まれます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] です。

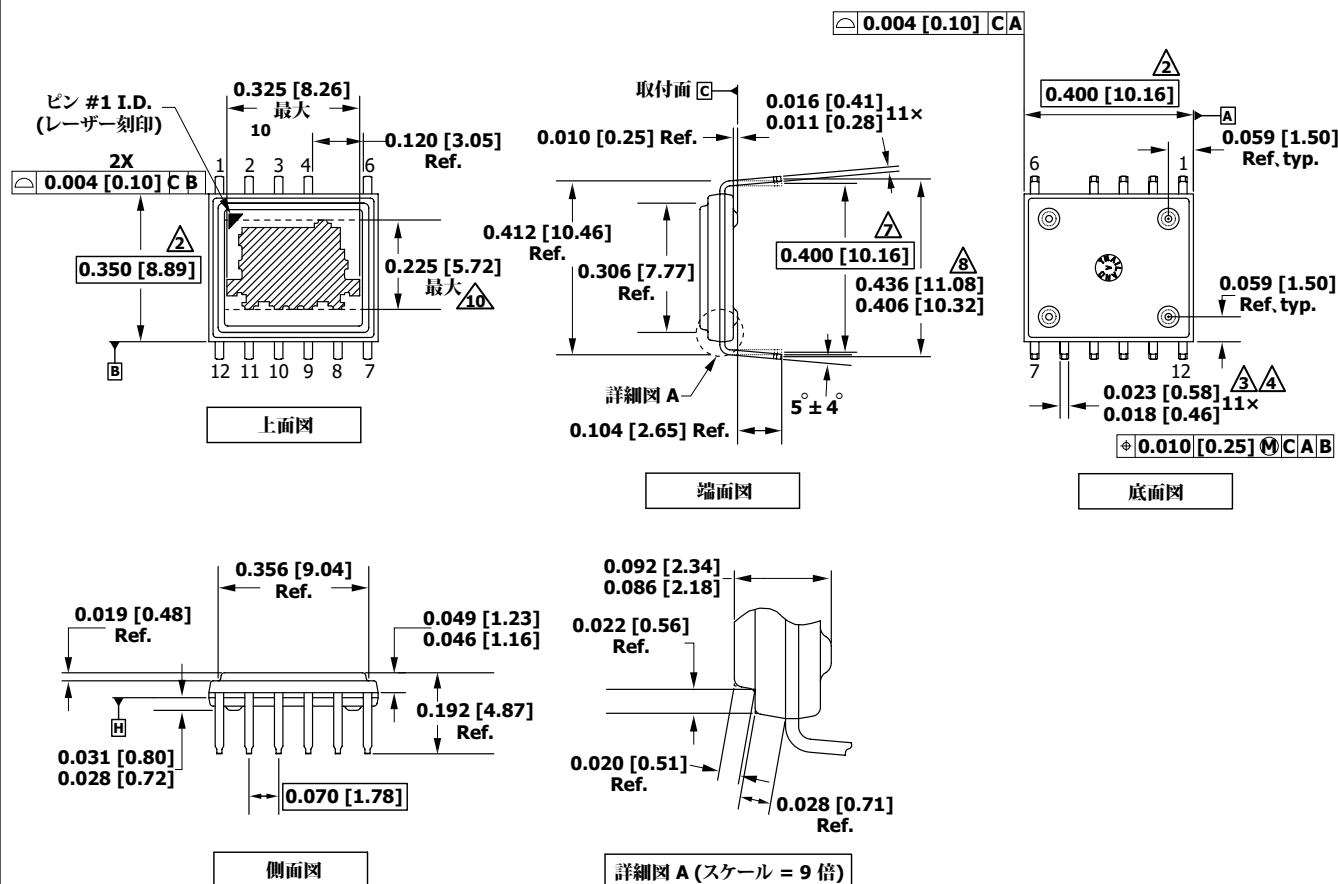
△ 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。

△ リード間の鍍バリまたは突起を含みません。

5. 寸法の単位はインチ (mm) です。

PI-4917-020515

eDIP-12B (V パッケージ)

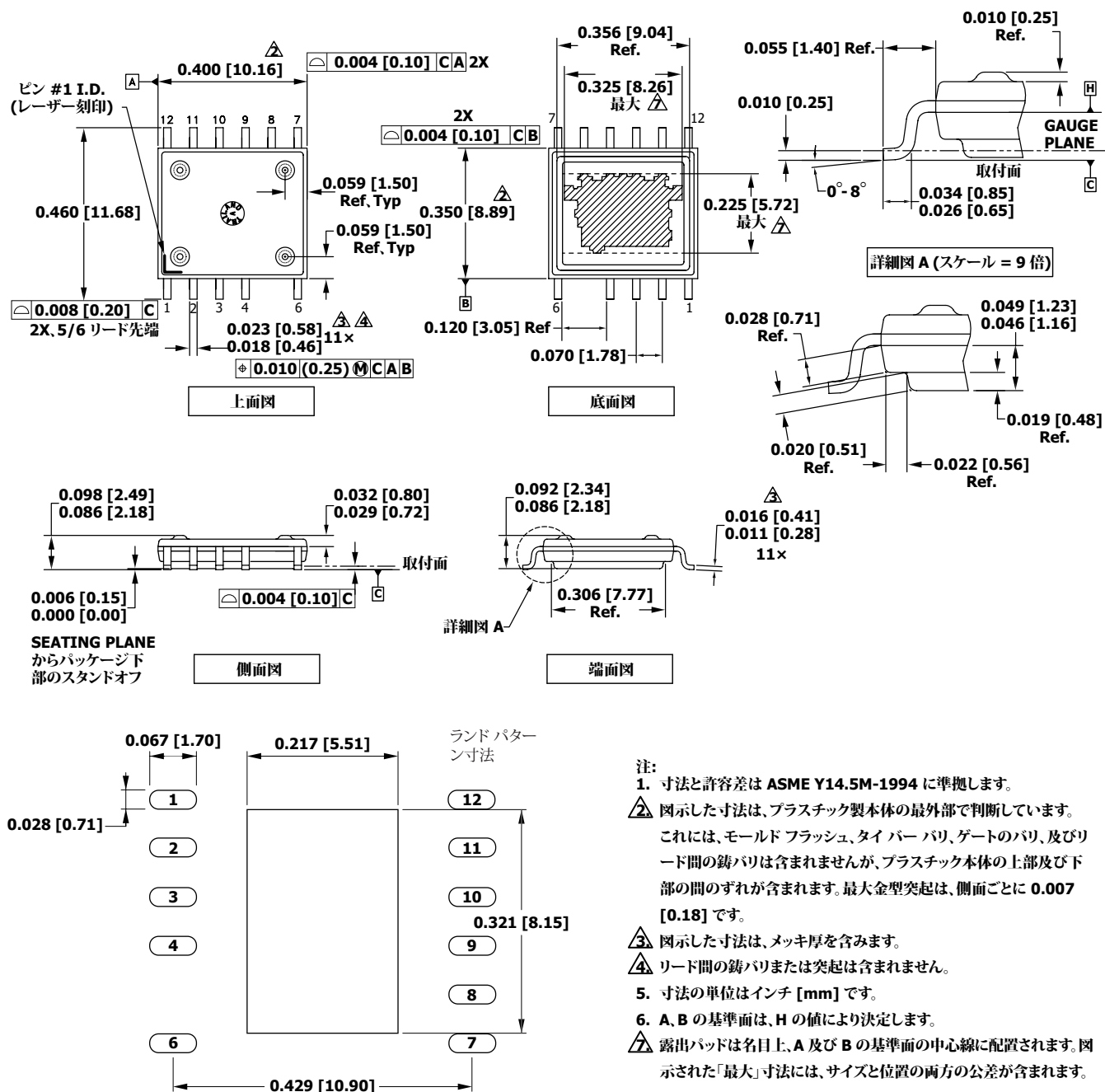


注:

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、及びリード間の錆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ずれが含まれます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] 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. 寸法の単位はインチ [mm] です。
6. A, B の基準面は、H の値により決定します。
7. C の基準面に垂直になるように制限されたリードを使用して測定しました。
8. 制限されないリードを使用して測定しました。
9. JEDEC SPP-012 に準拠するリード番号付け。
10. 露出パッドは名目上、A 及び B の基準面の中心線に配置されます。図示された「最大」寸法には、サイズと位置の両方の公差が含まれます。

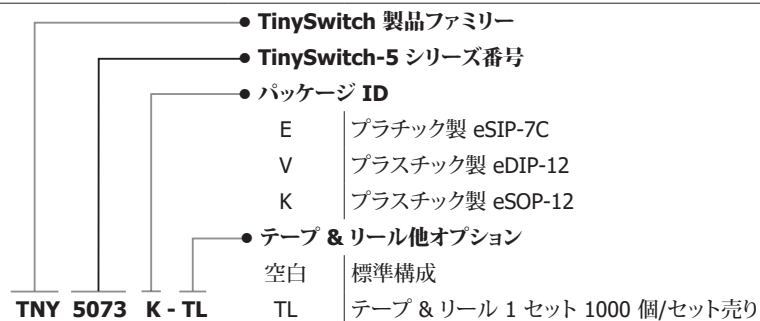
PI-5556a-021715

eSOP-12B (K パッケージ)



PI-5748a-020515

品番コード体系表



改訂	Notes	日付
A	暫定リリース。	2023 年 12 月
B	ページ フォーマットの修正、4 ページと 5 ページのテキストの変更、及び 8 ページと 10 ページのパラメータ テーブルの更新。	2024 年 6 月
C	導入リリース。	2024 年 12 月
D	応用例及び標準性能曲線を追加しました。	2025 年 3 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、<https://www.power.com/company/intellectual-property-licensing/> の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お客様に許諾します。

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。©2024, 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 37 (1.OG) 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