

INN326xC/INN327xC InnoSwitch3-CP ファミリー



一次側パワースイッチ、同期整流、FluxLink フィードバック及び定電力プロファイル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

- 全負荷範囲で最大 94% の効率
- 疑似共振 (QR)/CCM フライバック コントローラ、高耐圧パワースイッチ⁴、二次側検出回路及び同期整流ドライバを搭載
- 絶縁フィードバック制御を実現する FluxLink™ を内蔵
- 負荷主導型の急速充電プロトコル IC とのインターフェイスを簡単に実現
- 出力電流及び電圧を連続的に調整して充電時間を最小化する定電力 (CP) プロファイル
- 外付け部品精度に依存しない、高精度 CV/CC/CP 特性
- 外付け IS 抵抗により、カスタム CC プログラミングが可能
- 0%-100%-0% の負荷ステップに対する瞬間的な過渡応答
- PowiGaN™ 技術 - ヒート シンクなしで最大 100 W (INN3278C、INN3279C 及び INN3270C)

EcoSmart™ - 高エネルギー効率

- 入力センス回路を有し、この回路の使用時でも無負荷時消費電力 30 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
- 低電力損失

優れた保護/安全性

- 二次側パワースイッチまたはダイオードの短絡保護
- SR FET のゲートオープン検出
- 高速な入力UV/OV保護

オプション機能

- 複数の設定値から選択可能なケーブル電圧降下補正
- 可変出力電圧、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 タイプまたはオートリスタートタイプの一次側過熱保護

安全規格及び規制に準拠

- 強化絶縁
- 絶縁耐圧 > 4000 VAC
- 生産ラインでの HIPOT 100% テストに対応
- UL1577 及び TUV (EN60950) 安全認証取得
- 優れたノイズ耐性により、EN61000-4 suite: EN61000-4-2, 4-3 (30 V/m), 4-4, 4-5, 4-6, 4-8 (100 A/m), 4-9 (1000 A/m) に対してクラス "A" 性能基準をクリアする 設計が可能

グリーン パッケージ

- ハロゲン化合物不使用、RoHS 指令適合

用途

- 最大 100 W の高効率フライバック設計
- USB PD/QC に適したプロトコル充電器

概要

InnoSwitch™3-CP ファミリーの IC は、特に高効率や小型化を必要とするフライバック電源コンバータの設計と製造を飛躍的に簡素化します。InnoSwitch3-CP ファミリーは、一次側コントローラ、二次側コントローラ、安全規格に適合したフィードバックの各回路を全てこのICに内蔵しています。

InnoSwitch3-CP ファミリーのデバイスには、入力過電圧及び低電圧保護、出力過電圧及び過電流制限、過熱シャットダウン保護を含めた複数の保護機能が内蔵されています。急速充電や USB PD などのアプリケーションで求められるラッチ停止と自動復帰の一般的な組み合わせをサポートします。また、ケーブルによる電圧降下補正を有するタイプとないタイプがあります。

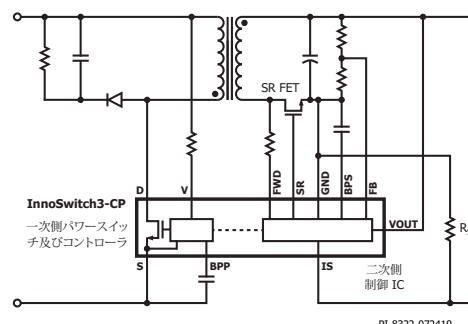


図 1. 標準的なアプリケーション回路図



図 2. 高治面距離、安全規格準拠 InSOP-24D パッケージ

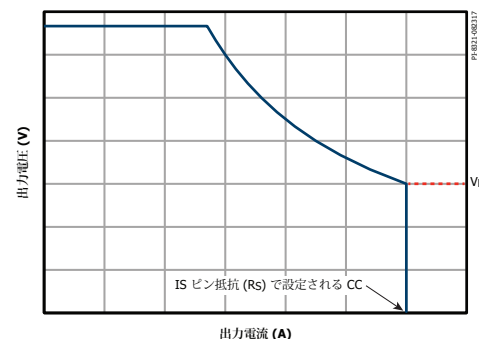


図 3. 標準的な定電力特性

出力電力テーブル

製品 ^{3,4}	230 VAC ± 15%		85-265 VAC	
	アダプタ ¹	オープンフレーム ²	アダプタ ¹	オープンフレーム ²
INN3264C/3274C	20 W	25 W	15 W	20 W
INN3265C/3275C	25 W	30 W	22 W	25 W
INN3266C/3276C	35 W	40 W	27 W	36 W
INN3277C	40 W	45 W	36 W	40 W
INN3267C	45 W	50 W	40 W	45 W
INN3268C	55 W	65 W	50 W	55 W
INN3278C	70 W	75 W	55 W	65 W
INN3279C	80 W	85 W	65 W	75 W
INN3270C	90 W	100 W	75 W	85 W

テーブル 1. 出力電力テーブル

- 注:
1. 周囲温度 40 °C、標準的な換気なしの密閉型アダプタでの最小連続電力。(パッケージ温度 125 °C 未満)。
 2. 最小のピーク電力容量。
 3. パッケージ: InSOP-24D。
 4. INN326x - 650 V MOSFET, INN3274-77 - 725 V MOSFET, INN3278/INN3279/INN3270 - 750 V PowiGaN スイッチ。

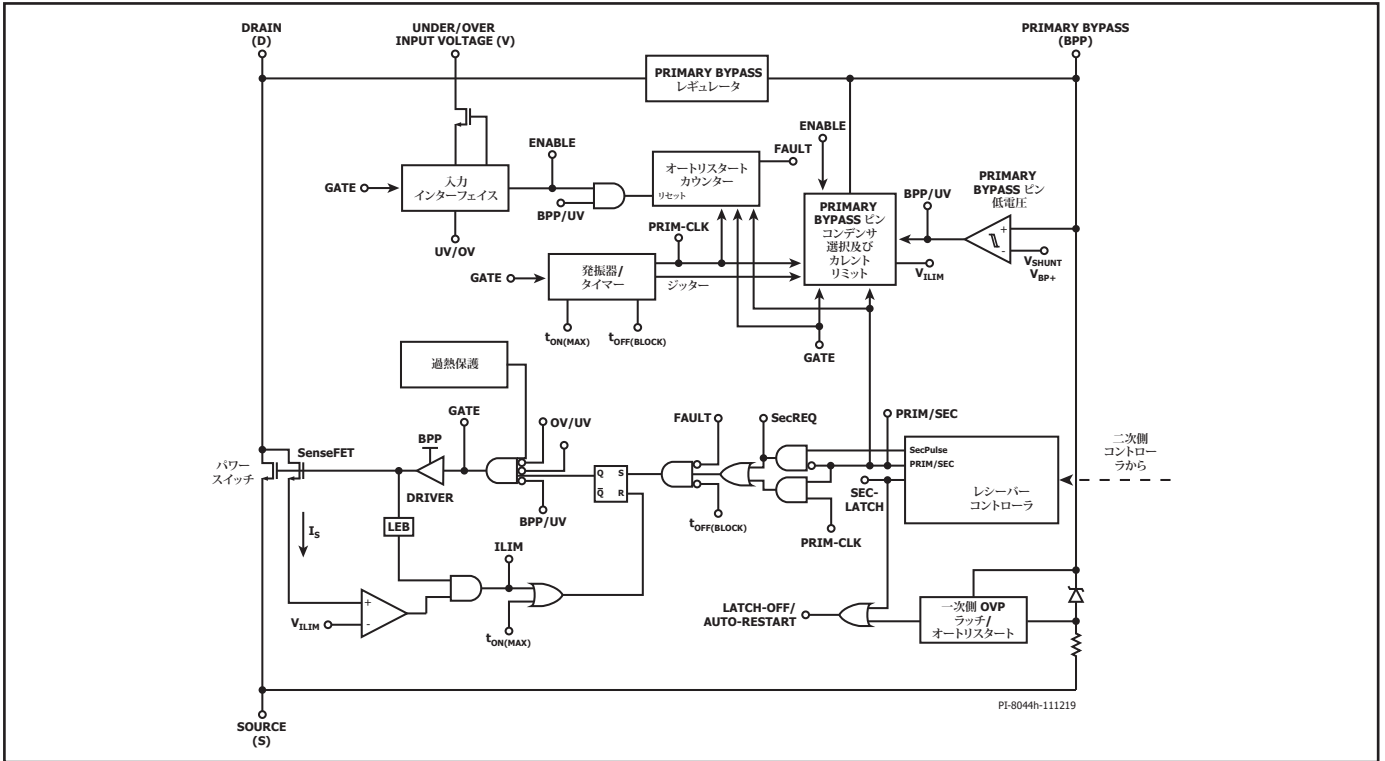


図 4. 一次側コントローラのブロック図

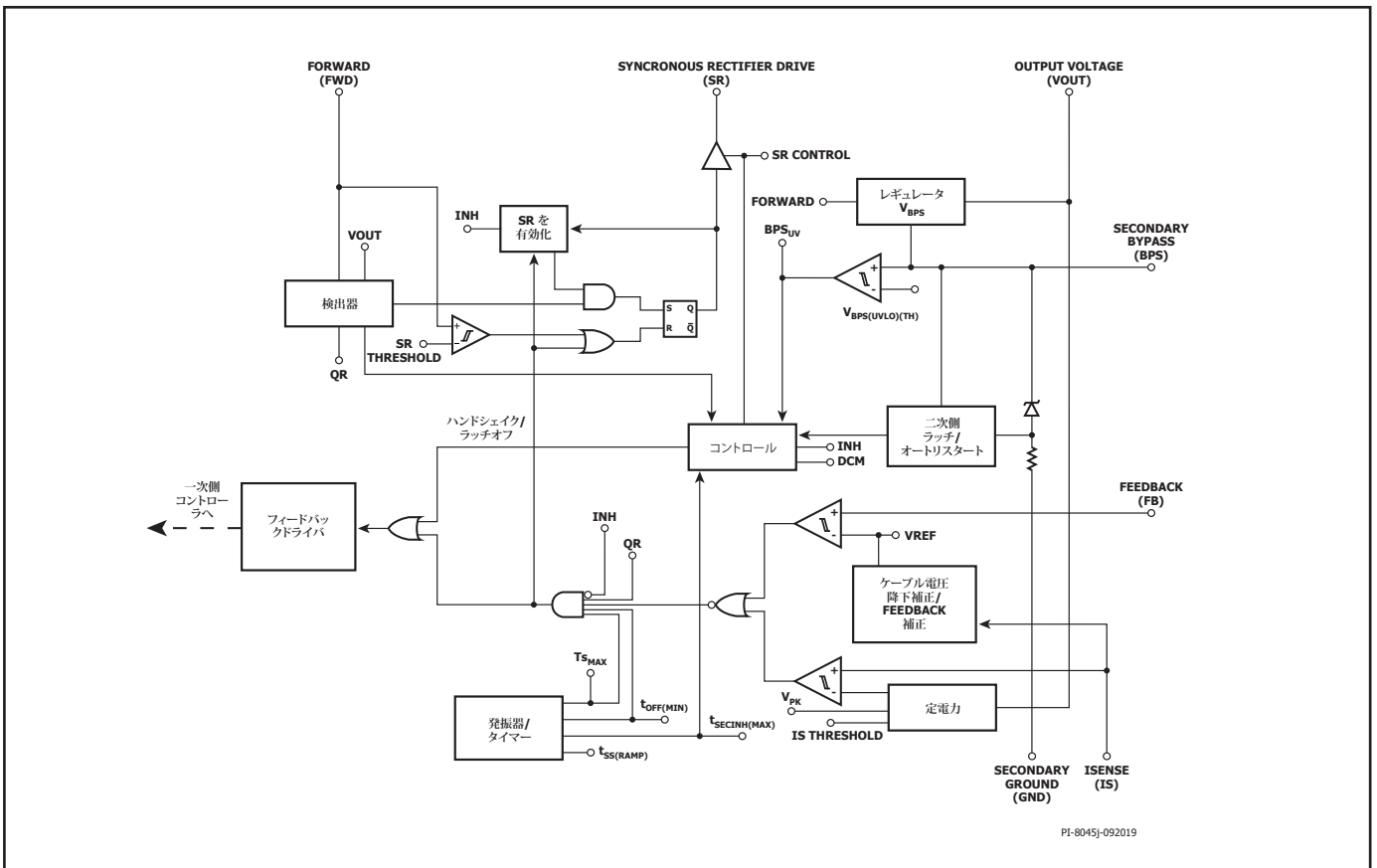


図 5. 二次側コントローラのブロック図

ピン機能の説明

ISENSE (IS) ピン (ピン 1)

電源出力端子への接続。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)

電源の出力電圧を設定するために外付け抵抗分割回路に接続します。

SECONDARY BYPASS (BPS) ピン (ピン 4)

二次側電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE (SR) ピン (ピン 5)

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

OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピン (ピン 6)

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

FORWARD (FWD) ピン (ピン 7)

トランスの出力巻線のスイッチングノードに接続し、一次側のスイッチングのタイミングを検知します。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。

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。

NC ピン (ピン 15)

オープンのままにするか、SOURCE ピンまたは BPP ピンに接続します。

SOURCE (S) ピン (ピン 16-19)

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

DRAIN (D) ピン (ピン 24)

パワースイッチのドレイン端子です。

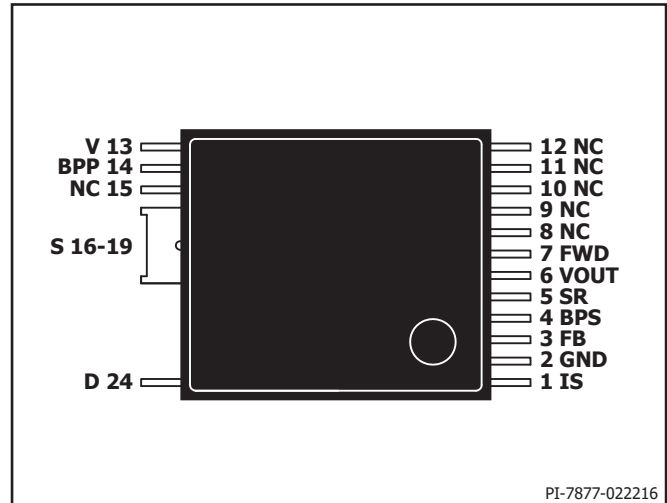


図 6. ピン配置図

InnoSwitch3-CP の機能の概要

InnoSwitch3-CP は、高耐圧パワー スイッチ及び一次側と二次側の両方のコントローラを 1 つのデバイスに内蔵しています。

このアーキテクチャには、パッケージ リード フレーム及びボンディングワイヤを使用する斬新な磁気結合フィードバック スキーム (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正確な出力電圧と電流の情報を伝える、安全かつ高信頼、コスト効率の高い手段を提供します。

InnoSwitch3-CP 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、可変周波数制御と可変電流制御の両方の方式で動作します。一次側コントローラは、周波数ジッター発振器、二次側コントローラに磁気結合された受信回路、カレントリミット コントローラ、PRIMARY BYPASS ピンに接続する 5 V レギュレータ、軽負荷動作時の可聴ノイズ低減エンジン、バイパス過電圧検出回路、無損失入力電圧検出回路、カレントリミット選択回路、過熱保護、リーディング エッジ ブランキング、二次側出力ダイオード/SR FET 短絡保護回路、及びパワー スイッチで構成されます。

InnoSwitch3-CP 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 4.4 V レギュレータ、同期整流器 FET ドライバ、QR モード回路、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 4 と図 5 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、InnoSwitch3-CP は可変周波数制御の QR コントローラを内蔵し、CCM/CrM/DCM モードにて動作します。

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르기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、InnoSwitch3-CP 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

InnoSwitch3-CP IC では、PRIMARY BYPASS ピンのコンデンサ値を選択することで、カレントリミット (ILIM) を設定します。このコンデンサにはセラミックコンデンサを使用できます。

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

PRIMARY BYPASS の低電圧スレッシュホールド

PRIMARY BYPASS ピン低電圧回路は、定常動作中に PRIMARY BYPASS ピンの電圧が約 4.5 V ($V_{BPP} - V_{BP(H)}$) を下回った場合にパワースイッチを停止させます。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 出力過電圧機能

PRIMARY BYPASS ピンには、機能コードに応じたラッチ/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 (機能コードの補足情報の二次側異常応答を参照)。

V_{OUT} OV 保護機能も二次側コントローラに含まれます (「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、機能コードに応じてオートリスタートタイプとラッチオフタイプがあります。

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

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

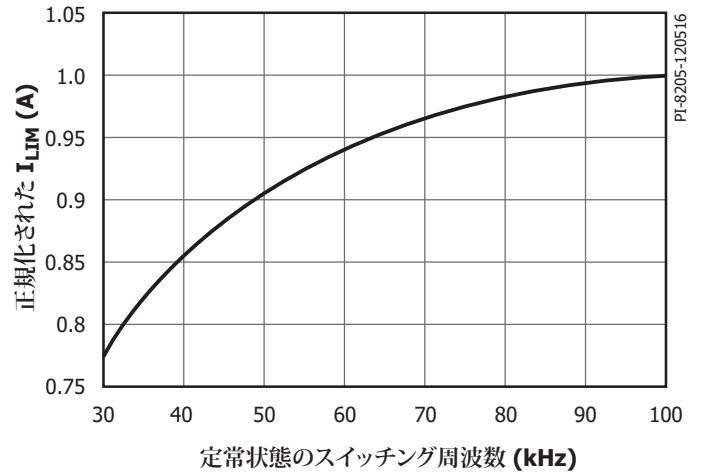


図 7. 正規化された一次側電流 - 周波数特性

カレントリミットの動作

一次側コントローラには、一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) から時間とともに直線的に減少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 7)。

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。

高負荷時には、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 I_{LIM} の 30% まで低下します。カレントリミットが I_{LIM} の 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、InnoSwitch3-CP 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 3V を下回るか、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンが UV (I_{UV}) スレッシュホールドを下回るとリセットされます。

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。

- 82ms (t_{AR}) より長い期間、過負荷検出周波数 f_{OVL} (約 110 kHz) を超える要求が二次側から継続して発生した場合。
- $t_{AR(SK)}$ を超えて、二次側からスイッチングサイクル要求がない場合。

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

オートリスタートは、AC リセットが行われるとすぐリセットされます。

SOA 保護

約 500 ns (ブランキング時間+カレント リミット遅延時間) 以内に ILIM に達し (リーディング エッジ スパイク電流を含む)、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 (100 kHz の全周波数に基づく) 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。

二次側整流器/SR スwitchの短絡保護 (SRS)

出力ダイオードまたは SR FET が一次側導通サイクル中またはその前に短絡した場合、(リーディング エッジ ブランキング時間の終了前の) ドレイン電流は最大カレント リミット スレッシュホールドよりはるかに高くなる場合があります。コントローラが高耐圧パワー スwitchを停止すると、その結果発生するピークドレイン電圧がデバイスの BV_{DSS} 定格を超え、最小オン時間であっても重大な故障につながる場合があります。

この問題に対処するため、コントローラには、リーディング エッジ ブランキング時間が終了する前にドレイン電流が最大カレントリミットスレッシュホールドを超えると動作する回路が備えられています。リーディング エッジ電流が 1 サイクル (200 ns) 以内にカレントリミットを超えると、一次側コントローラは 30 μ s の間オフとなります。2 サイクル連続で t_{LES} (約 500 ns) 以内にカレントリミットを上回った場合には、SOA モードがトリガされます。SRS モードでは、30 μ s のオフ時間の後に 200 ns 以内にカレントリミットに達した場合、 $t_{AR(OFF/SH)}$ のオフ時間がトリガされます。

SRS 保護は、PowiGaN デバイス INN3x79C 及び INN3270C では利用できません。

入力電圧監視

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンは、入力の低電圧及び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 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、起動スレッシュホールドを上回り、過電圧シャットダウンスレッシュホールドを下回っていることを確認します。

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

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

入力 UV/OV 機能は、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンに接続された IC 内部の高耐圧スウィッチ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、内部高耐圧スウィッチにより、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。

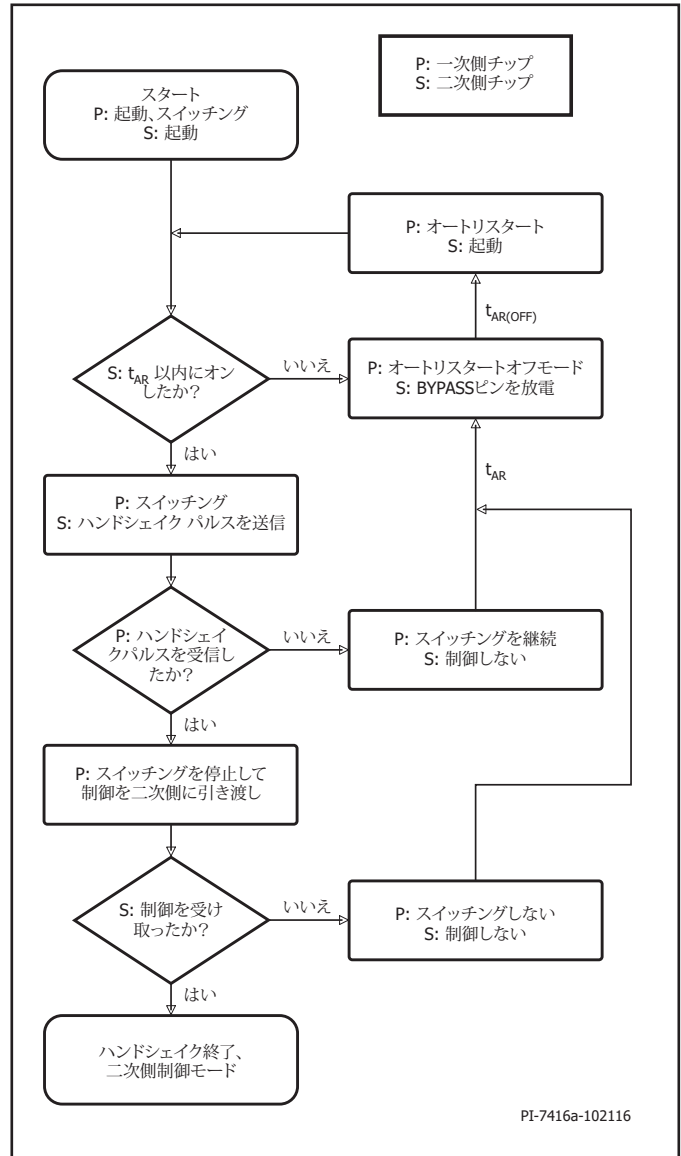


図 8. 一次側 - 二次側ハンドシェイクフローチャート

一次側 - 二次側ハンドシェイク

起動時、一次側はまず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」期間の間、一次側は二次側の要求を「リッスン」します。約 30 μ s 間隔で 2 回連続して二次側の要求があった場合、一次側は二次側制御と判断し、スリ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。

可聴ノイズ低減エンジン

InnoSwitch3-CP にはアクティブ可聴ノイズ低減モード ("周波数スキップ" 動作モード) が備わっており、コントローラは 5 kHz から 12 kHz (200 μ s から 83 μ s の期間) の (電源の機構上、最も共振しやすく、ノイズの振幅が大きくなりやすい) 共振周波数帯を避けることができます。二次側コントローラからのスイッチング要求が最後の導通サイクルからこの時間枠内に発生すると、パワースイッチに対するゲート駆動が抑止されます。

二次側コントローラ

図 5 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、4.4 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。

FORWARD ピンは、また、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに接続された SR FET をオンするための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、不連続動作モードでの動作時に SR FET をいつオフにするかを決定するために使用されます。これは、SR FET の $R_{DS(ON)}$ の電圧がゼロボルト以下まで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割回路の中間点は、出力電圧を制御するために FEEDBACK ピンに接続されています。内部電圧コンパレータの基準電圧は、 V_{FB} (1.265 V) です。

ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間に接続されている外付け電流センス抵抗は、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、一次側へのインダクティブ接続を使用してサイクル要求を開始します。二次側サイクル要求の最大周波数は、最小サイクルオ

フ時間 ($t_{OFF(MIN)}$) で制限されます。これは、負荷にエネルギーを供給するために、一次側導通後のリセット時間を十分に確保するためです。

最大スイッチング周波数

二次側コントローラの最大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 ($t_{SS(RAMP)}$) 時間が終了するまで一時的に FEEDBACK の短絡保護スレッショールド ($V_{FB(OFF)}$) を抑止します。ハンドシェイクの完了後、二次側コントローラは $t_{SS(RAMP)}$ の期間に f_{SW} から f_{SREQ} までスイッチング周波数を直線的に上昇させます。

起動時に短絡または過負荷が発生した場合、デバイスは CC (定電流) モードに直接移行します。ハンドシェイクが行われた後、ソフトスタートタイマー ($t_{SS(RAMP)}$) の期限が切れる前に出力電圧が $V_{FB(AR)}$ スレッショールドを上回らない場合、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、 $t_{SS(RAMP)}$ 期間が終了すると FEEDBACK 短絡保護モード ($V_{FB(OFF)}$) を有効にします。出力短絡によって、FEEDBACK ピンが短絡スレッショールドを下回り続けると、二次側はパルスの要求を停止し、オートリスタートサイクルのトリガが続きます。

出力電圧が $t_{SS(RAMP)}$ 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もレギュレーションを維持できます。周波数の上昇は、疑似共振検出プログラミングがすでに行われている場合にのみ中断されます。

最大二次側抑止期間

一次側のスイッチングの開始を求める二次側の要求は、最大周波数未満での動作を維持し、最小オフ時間を確保するために抑止されます。この制約に加えて、一次側パワースイッチの「ON」時間サイクル (サイクル要求から FORWARD ピンの立ち下がりエッジの検出の期間) の間、二次側サイクルの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 まで (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 ピンでの吸い込み電流は、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、一次側が検出する OVP と独立して、または併用して使用できます。

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)。

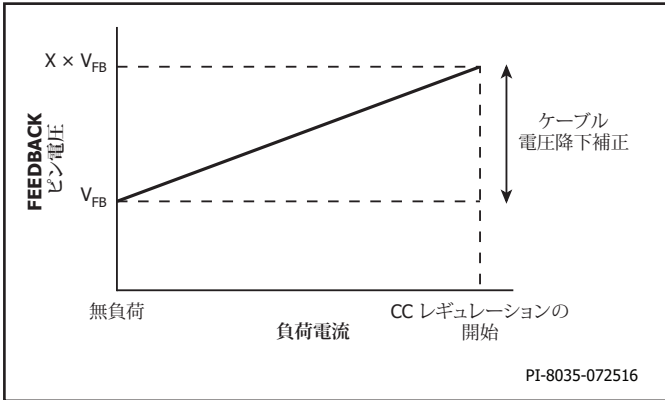


図 9. ケーブル電圧降下補正の特性

通常動作時、FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ 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。保護モードにおける Deglitch フィルタ有効時間は約 10 μ s 以下です。このメカニズムにより、二次側は、FEEDBACK ピンがグラウ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。

出力ケーブル電圧降下補正 (CDC)

出力ケーブル電圧降下補正の量は、図 9 に示されているように、定電流レギュレーション スレッシュホールドに対する負荷の関数です。

オートリスタートのスレッシュホールド

FEEDBACK ピン、または OUTPUT VOLTAGE ピンには、 $t_{FB(AR)}$ または $t_{VOUT(AR)}$ よりも長い間、フィードバック電圧または出力電圧が $V_{FB(AR)}$ または $V_{VOUT(AR)}$ を下回ったことを検知する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。このスレッシュホールドによって定電流 (CC) 動作の範囲が制限され、ハイパワーの充電器アプリケーションをサポートします。

SECONDARY BYPASS ピン過電圧保護

InnoSwitch3-CP 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 ピン電流が $I_{BPS(SD)}$ (約 7 mA) を超えると、二次側は一次側にコマンドを送信し、オートリスタート オフ時間 ($t_{AR(OFF)}$) またはラッチオフを開始します (機能コードの補足情報の二次側異常応答の欄を参照)。

出力定電流及び定電力レギュレーション

InnoSwitch3-CP 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、OUTPUT VOLTAGE ピンで検出される出力電圧と併せて出力電力を制御します。定電流レギュレ

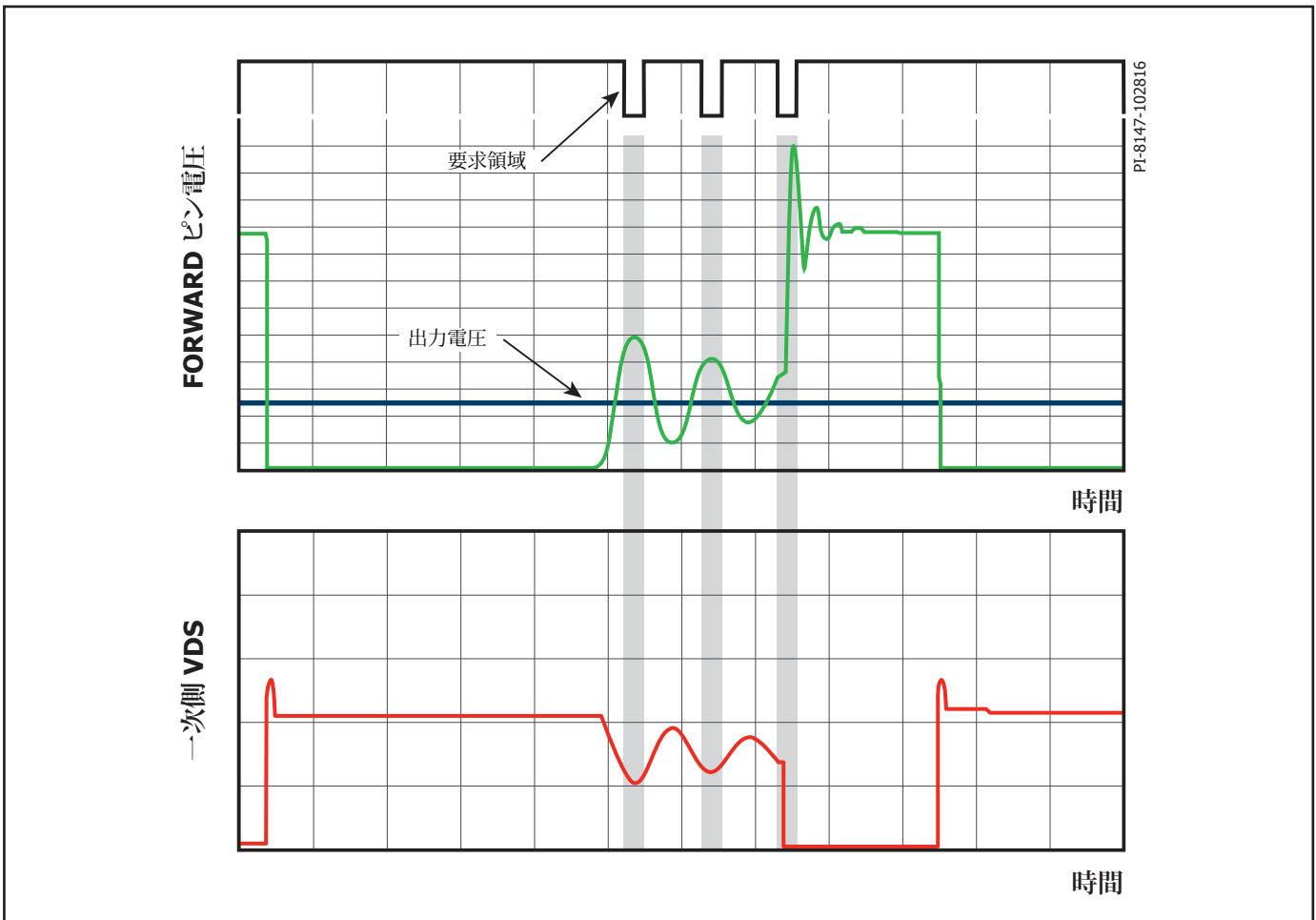


図 10. インテリジェント疑似共振モードスイッチング

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。InnoSwitch3-CP には、 V_{PK} スレッシュホールド未満の定電流レギュレーション及び V_{PK} スレッシュホールドを超える定出力電力プロファイルがあります。CP と CC の間の移行は、 V_{PK} スレッシュホールドによって設定され、定電流は ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間の抵抗によって設定されます。

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せん。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 スタティックブルダウン

二次側が制御していない場合、SR ゲートをLOWレベルに維持します。SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンにはノミナリー ON デバイスが接続されており、ピンレベルをLOWにして、FORWARD ピンからの静電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 100 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 100 pF を超える場合、コントローラは SR FET が接続されていると見なします。

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

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

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、InnoSwitch3-CP 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、一次側パワースイッチ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検出して二次側要求のゲート制御に使用され、一次側コントローラのスイッチ「オン」サイクルを開始させます。

二次側コントローラは、コントローラが不連続モードに移行したことを検出し、一次側パワースイッチの最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、またはリング振幅が (pk-pk) > 2 V になると、20 μ s 間有効になります。その後、QR スイッチングは無効になり、この時点より二次側からの要求によって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組み込まれています。図 10 を参照してください。

応用例

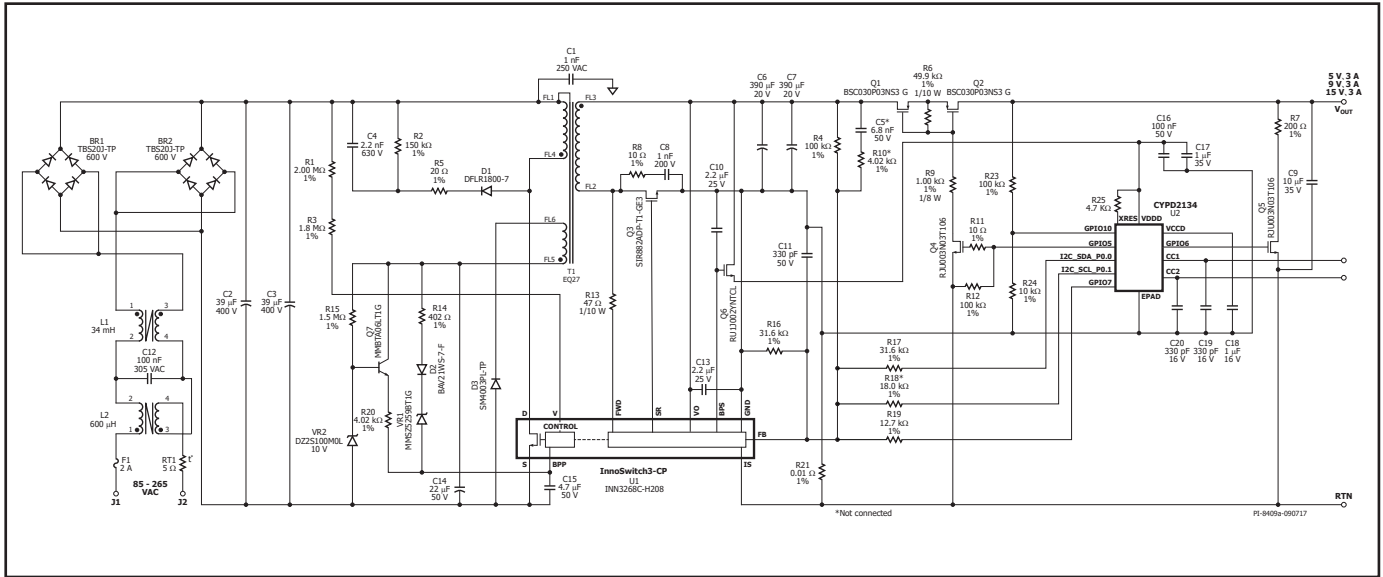


図 11. 5V 3A / 9V 3A / 15V 3A USB PD 2.0 準拠アダプタ

図 11 に示す回路は、INN3268C を使用した 5 V-3 A、9 V-3 A、及び 15 V-3 A の USB PD 2.0 準拠のアダプタです。この設計は、DOE レベル 6 及び EC CoC 5 準拠を特徴としています。

コモンモードチョーク L1 と L2 は EMI を低減します。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。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。ヒューズ F1 は、部品異常から回路を絶縁して保護します。

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-CP 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 R5、及びコンデンサ C4 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-CP 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 BPP コンデンサ (C15) を充電することでセルフスタートします。通常動作時、一次側ブロックには、トランス T1 の補助巻線から電源が供給されます。補助巻線 (またはバイパス巻線) の出力は、ダイオード D3 を経由して整流され、コンデンサ C14 によりフィルタされます。抵抗 R15 と R20 は Q7 と VR2 とともにリニアレギュレータ回路を形成し、出力電圧に関係なく、U1 の PRIMARY BYPASS ピンへの供給電流を制御します。ツェナー VR1 は抵抗 R14 とダイオード D2 とともに、出力過電圧を検知し、OVP ラッチを行います。

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。コンバータに出力過電圧が発生した場合、補助巻線電圧が上昇し、VR1 がブレイクダウンします。これにより、U1 の PRIMARY BYPASS ピンに電流が流入します。PRIMARY BYPASS ピンへの電流が I_{SD} スレッシュホールドを超えると、InnoSwitch3-CP 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。

InnoSwitch3-CP 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 MOSFET のドライブを行います。トランスの二次側巻線は、FET Q3 によって整流され、コンデンサ C6 と C7 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、RC スナバ (R8 と C8) によって低減します。

Q3 は、U1 の二次側コントローラによって抵抗 R13 を介して検出され、FORWARD ピンに入力される巻線電圧に基づいてオンします。

連続モード動作時、MOSFET は、二次側が一次側に新しいスイッチングサイクルを要求する直前にオフします。不連続モード動作時は、MOSFET の電圧降下がスレッシュホールドの $V_{SR(TH)}$ 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を実現します。

IC の二次側は、出力巻線の順方向電圧または出力電圧によって自己給電されます。IC U1 の SECONDARY BYPASS ピンに接続されているコンデンサ C10 は、内部回路のためのデカップリングコンデンサです。

CC 動作時に出力電圧が降下すると、デバイスは二次巻線から直接自己給電します。一次側パワースイッチのオン期間中、二次側巻線に現れる順方向電圧は、抵抗 R13 及び内部レギュレータを介してデカップリングコンデンサ C10 を充電するために使用されます。これにより、出力電圧が約 3.4 V まで定電流レギュレーションが可能で、出力電流は IS と GROUND ピン間の抵抗 R21 によって検出され、損失軽減のためのスレッシュホールドは約 35 mV です。電流検出スレッシュホールドを超えると、デバイスはスイッチングパルス数を制御して、固定出力電流を維持します。

CC スレッシュホールドを下回る場合、デバイスは定電圧モードで動作します。出力電圧は FEEDBACK ピンで 1.265 V の電圧が得られるように制御されます。コンデンサ C11 は、FEEDBACK ピン信号のノイズフィルタです。

この設計では、USB Type-C 及び PD コントローラに Cypress CYPD2134 (U2) IC を使用します。電力変換ステージの出力は、VCC ピンを介して Cypress デバイスに電力を供給します。

PD コントローラ ステージの抵抗 R23 と R24 は、出力段の電圧を検出して、PD コントローラにフィードバックします。電圧低下要求が発生すると、

出力電圧は 15 V、9 V、または 5 V に変更されます。出力を 15 V に変更するには、IC U2 の GPI07 を LowI にして、フィードバック分割回路の下側抵抗に並列に抵抗 R19 を追加することで行います。

USB PD プロトコルは、Type-C プラグの方向によって、CC1 入力または CC2 入力のいずれかを介して通信します。P-チャンネル スイッチの Q1 と Q2 はバス スイッチを形成し、USB Type-C の仕様に従って、充電器にデバイスが接続されていない場合、USB Type-C レセプタは「コールドソケット」になります。

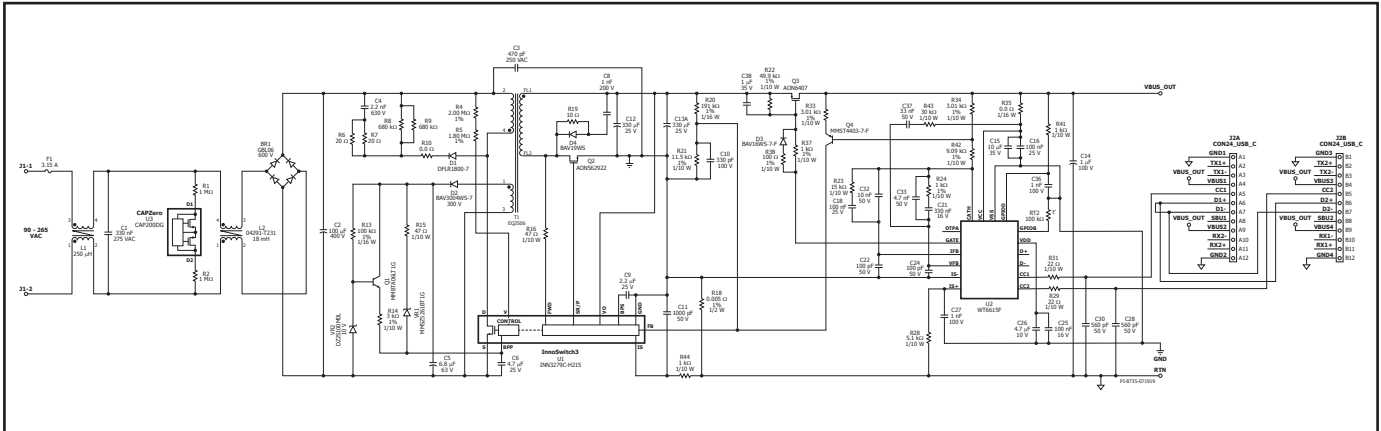


図 12. 5 V/3 A, 9 V/3 A, 15 V/3 A, 20 V/3 A USB PD 3.0 アダプタ

図 12 に示されている回路は、INN3279C を使用して 5 V/3 A, 9 V/3 A, 15 V/3 A, 20V/3 A を供給する USB PD 3.0 ベースのアダプタです。この設計は、DOE レベル 6 及び EC CoC 5 準拠を特徴としています。

ヒューズ F1 は、部品異常から回路を絶縁して保護します。また、コモンモードチョーク L1 及び L2 とコンデンサ C1 は、EMI を低減します。ブリッジダイオード BR1 は、AC 入力電圧を整流します。また、フィルタコンデンサ C2 で全波整流 DC を生成します。コンデンサ C3 は、コモンモード EMI の低減に使用されます。

電源が AC 主電源から切断されると、抵抗 R1 と R2 及び U3 はコンデンサ C1 を放電します。

一次側トランス (T1) の一端は整流 DC バスに接続され、もう一端は InnoSwitch3-CP IC (U1) の内蔵パワースイッチのドレイン端子に接続されます。抵抗 R4 と R5 は、入力電圧センス抵抗で、これらの抵抗を介して低電圧及び過電圧保護を行います。

ダイオード D1、抵抗 R6、R7、R8、R9 及びコンデンサ C4 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-CP IC (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。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。この設計例では、アダプタは 5 V、9 V、15 V、及び 20 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。InnoSwitch3-CP の PRIMARY BYPASS ピンに流入する電流を制限するには、一般的にリニアレギュレータ回路が必要です。トランジスタ Q1、ツェナーダイオード VR2 及び抵抗 R13 によってリニアレギュレータを形成します。抵抗 R14 は、InnoSwitch3-CP IC (U1) の BPP ピンに供給される電流を制限します。

ツェナーダイオード VR1 は R15 とともに、一次側検出の出力過電圧保護を行います。フライバックコンバータでは、補助巻線の出力はコンバータの出力電圧に応じて変わります。コンバータの出力に過電圧が発生した場合、補助巻線電圧が上昇し、VR1 がブレイクダウンします。これにより、InnoSwitch3-CP IC (U1) の BPP ピンに電流が流入します。BPP ピンに流れる電流が I_{SO} スレッシュホールドを超えると、InnoSwitch3-CP 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。

INN3279C 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 MOSFET のドライブを行います。トランスの二次側巻線は、SR FET Q2 によって整流され、コンデンサ C12 及び C13A 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リングは、RCD スナバ (R19、C8 及び D4) によって低減します。ダイオード D4 は、抵抗 R19 の消費電力を最小限に抑制するために使用します。

Q2 は、U1 の二次側コントローラによって、抵抗 R16 を介して検出される FORWARD ピンに入力される巻線電圧に基づいてオンします。

連続動作モード時、MOSFET は、二次側が一次側に新しいスイッチングサイクルを要求する直前にオフします。不連続モード動作時は、MOSFET の電圧降下がスレッシュホールドの $V_{SR(TH)}$ 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を実現します。

IC U1 の二次側は、二次側巻線の順方向電圧または出力電圧によって自己給電されます。IC U1 の BPS ピンに接続されているコンデンサ C9 は、内部回路のためのデカップリングコンデンサです。起動時に出力電圧が 5 V を下回っている間、デバイスは二次巻線から直接自己給電します。一次側パワー MOSFET のオン期間中、二次側巻線に現れる順方向電圧は、抵抗 R16 及び内部レギュレータを介してデカップリングコンデンサ C9 を充電するために使用されます。

CC スレッシュホールドを下回る場合、デバイスは定電圧モードで動作します。出力電圧は FB ピンで 1.265 V の電圧が得られるように制御されます。コンデンサ C10 は、FB ピン信号のノイズフィルタです。

この設計では、USB Type-C 及び PD コントローラに WT6615F (U2) を使用します。WT6615F への電源供給は、コンバータの出力から行います。P-MOSFET Q3 により、USB Type-C の仕様に従って、充電器にデバイスが接続されていない場合、USB Type-C レセプタはコールドソケットになります。P-MOSFET Q3 のゲートは WT6615F IC によって直接駆動されます。Q3 の後段の VBUS 出力の放電も、WT6615F IC によって内部的に実行されます。

出力電圧は R20 及び R21 の抵抗分割回路を介して検出され、InnoSwitch3-CP にフィードバックされます。U2 は、CC1 入力または CC2 入力からの要求を受けると、R33、R34、R42 及び Q4 を制御して R21 に電流を注入し、出力電圧を変化させます。デフォルトの出力電圧は 5 V に維持されます。

USB PD プロトコルは、Type-C プラグが接続されている方向によって、CC1 入力または CC2 入力のいずれかを介して通信します。

出力電流は、InnoSwitch3-CP の IS ピンと SECONDARY GROUND ピン間の抵抗 R18 によって検出され、損失軽減のためスレッシュホールド $I_{S\text{VTH}}$ は約 35mV です。このスレッシュホールドは、電源の最大 CC スレッシュホールドの設定ポイントになります。C11 は、IS ピンを外部ノイズからフィルタリングします。抵抗 R18 の電圧降下として監視される出力電流は、IS+ピンを通じて U2 によっても検出されます。WT6615F (U2) は、シンク側からの PDO 要求に従って、CC スレッシュホールドを最大スレッシュホールドと 1 A の間の値に調整できます。

応用時の重要検討項目

出力電力テーブル

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

1. 最小 DC 入力電圧が、85 VAC 入力では 90 V 以上、230 VAC 入力または倍電圧使用時の 115 VAC 入力では 220 V 以上。入力コンデンサの電圧は、AC 入力設計に対するこれらの条件を満たす必要があります。
2. 想定効率は電力レベルに依存します。最小デバイスのその電力レベルにおける効率は 84% 以上、最大デバイスの効率は 89% 以上を想定しています(熱的に制限されている環境において、より大きなデバイスを使用する場合は 92% 以上を想定)。
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、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。
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設計に対してはハイ カレントリミットを選択し、アダプタ設計では標準カレントリミットを選択。
7. SOURCE ピン温度を 110 °C 以下に保つように、SOURCE ピンを十分な大きさの銅面に半田付け実装、または、ヒートシンクを使用。
8. オープン フレーム設計で 50 °C、密閉型アダプタで 40 °C の周囲温度。
9. K_p は一次電流のピークに対するリップルの比率で、1 未満に設定。スイッチング サイクルの中断による電力供給の低減を防ぐには、過渡 K_p リミットを 0.25 以上にすることを推奨します。これにより、パワスイッチのターンオン時に初期カレントリミット (I_{INT}) を超えることを抑止します。

一次側過電圧保護 (ラッチオフ/オートリスタート モード)

InnoSwitch3-CP IC の一次側出力過電圧保護では、 I_{SD} のスレッシュホールド電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるとトリガされる、機能コードに応じた内部保護を使用します。内部フィルタに加えて、PRIMARY BYPASS ピン コンデンサが外部フィルタを形成してノイズ耐性を高めます。バイパス コンデンサを高周波フィルタとして効果を高めるには、コンデンサをデバイスの SOURCE ピン及び PRIMARY BYPASS ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。

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

無負荷時待機電力の削減

InnoSwitch3-CP 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-CP IC がスイッチングを開始した後は、PRIMARY BYPASS ピンへの電流 (I_{SS}) 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 15 mW 未満の電源を実現します。図 11 の抵抗 R20 は、無負荷時入力電力が最小になるように調整する必要があります。

二次側過電圧保護 (オートリスタート モード)

InnoSwitch3-CP 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 4.4 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

InnoSwitch3-CP

一次側回路の部品

BPP コンデンサ

InnoSwitch3-CP IC の PRIMARY BYPASS ピンから GND に接続された一次側コン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% 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 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

InnoSwitch3-CP 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 1 mA の電流を PRIMARY BYPASS 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、最小定格出力電圧時に最小の負荷条件で、バイアス巻線電圧が 7 V になるように巻数比を選択します。この電圧値を下回ると、無負荷時入力電力が高くなります。

USB PD または急速充電アプリケーションでは、出力電圧範囲は非常に広がります。たとえば、45 W アダプタは 5 V、9 V、及び 15 V をサポートする必要があります。100 W アダプタは出力電圧を 5 V から 20 V まで選択できる必要があります。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。InnoSwitch3-CP の PRIMARY BYPASS ピンに流入する電流を制限するには、一般にリニア レギュレータ回路が必要です(図 11 を参照)。

230 VAC の入力電圧で電源を動作させる場合 ($V_{BPP} > 5 V$)、無負荷時消費電力を最小限に抑えるには、外部回路からのバイアス電流を $I_{SI(MAX)}$ 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 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、最大電圧がかかります。

入力 UV 及び OV 保護

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンから DC バスに接続された抵抗により入力電圧を検出し、入力低電圧及び過電圧の保護を実現します。一般的なユニバーサル入力アプリケーションでは、3.8 M Ω の抵抗値を推奨します。図 18 に、入力 UV または入力 OV 機能のみを有効にできる回路構成を示します。

InnoSwitch3-CP 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 19 に示す回路構成を使用して実現できます。コンデンサ C_S の電圧は、入力電源が切断されると急速に低下して INPUT VOLTAGE MONITOR ピンの電流が減少します。これにより、InnoSwitch3-CP コントローラがリセットされます。

一次側検出 OVP (過電圧保護)

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

一次側スナバ クランプ

図 11 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 サイクル中にパワースイッチをオフにした瞬間にパワー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、RCD Zクランプを使用すると効率が最大になります。図 11 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-CP

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-CP IC の SECONDARY BYPASS ピンのデカップリングを行うには、2.2 μF 、10 V/X7R、または X5R/0805、あるいはそれより大きい積層セラミック コンデンサを使用します。出力電圧がレギュレーション電圧レベルに到達する前に SECONDARY BYPASS ピン電圧を 4.4 V にする必要があるので、BPS コンデンサの値を大幅に大きくすると、起動時に出力電圧のオーバーシュートが発生することがあります。容量が 1.5 μF より小さいと、容量不足により予期しない動作の原因になる場合があります。コンデンサは IC ピンの隣に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。

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 4.4 V に維持できないことがあります。そのような場合は、図 13 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。

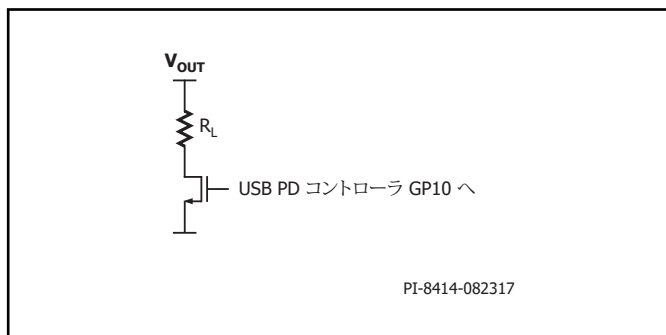


図 13. アクティブダミー負荷回路

FORWARD ピン抵抗

十分な IC 電流を供給するために、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。以下の図 14、15、16、及び 17 に、FORWARD ピン電圧の許容できない波形及び許容できる波形を示します。 V_D は、SR の順方向電圧降下です。

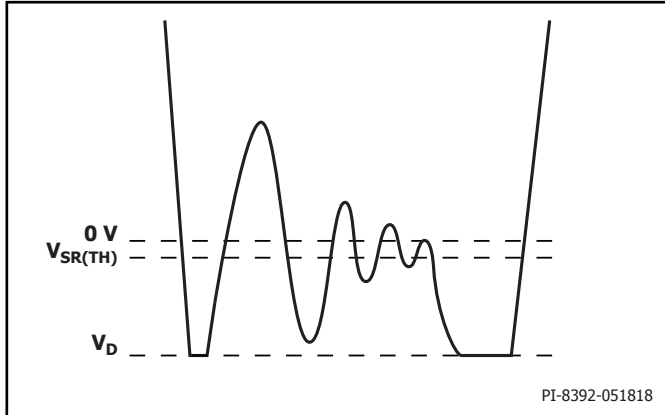


図 14. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できない FORWARD ピン波形

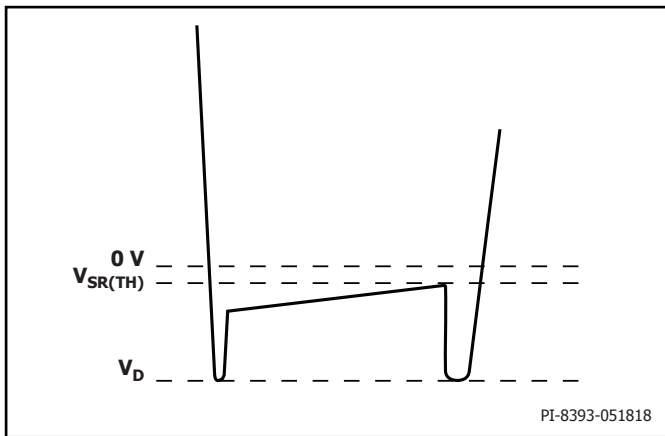


図 15. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できる FORWARD ピン波形

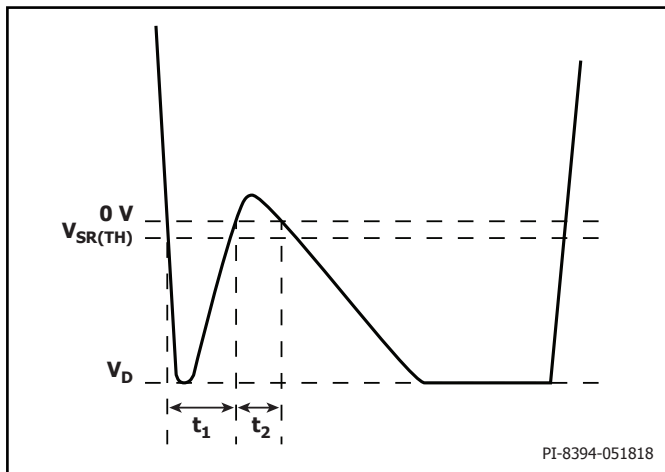


図 16. フライバック サイクル中のボディダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できない FORWARD ピン波形

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、一次側バイパス巻線 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。

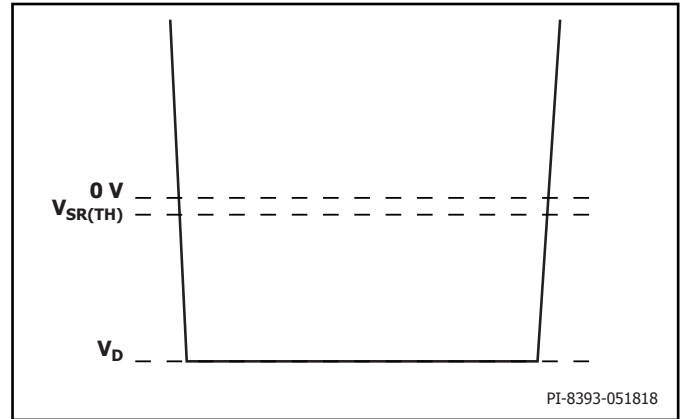


図 17. フライバック サイクル中のボディダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できる FORWARD ピン波形

SR FET の動作と選択

出力整流には、シンプルなダイオードとフィルタで十分ですが、SR FET を使用すると、欧州 CoC 及び米国 DoE のエネルギー効率基準で求められる動作効率が大幅に向上します。フライバック サイクルが開始すると、二次側コントローラは SR FET をターンオンします。SR FET ゲートは InnoSwitch3-CP 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 5 V、2 A 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、3 A の設計には $8 \text{ m}\Omega$ $R_{DS(ON)}$ の FET が適しています。SR FET のドライバ出力には、SECONDARY BYPASS ピンを使用し、この電圧は通常 4.4 V です。したがって、スレッシュホールド電圧が高い 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、スレッシュホールド電圧 (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 のスレッシュホールド電圧の FET が適しています。

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-CP 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し、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。ただし、ゲインは大きくありません。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、 $V_{OR} < 60 \text{ V}$ 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 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。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 μF ~ 300 μF アルミニウムポリマーコンデンサ容量が適しています。容量の選択に影響するもう 1 つの要素は出力リップルです。最大出力電圧に対して十分なマージンを確保した電圧定格のコンデンサを使用する必要があります。

出力電圧フィードバック回路

出力電圧を検出する FEEDBACK ピンの電圧は 1.265 [V_{FB}] です。電圧分割回路を電源出力に接続して出力電圧を分圧し、出力電圧が目的の電圧に等しいときに FEEDBACK ピンの電圧が 1.265 V になるようにします。下側のフィードバック分割抵抗は、SECONDARY GROUND ピンに接続します。300 pF 以下のデカップリング コンデンサを InnoSwitch3-CP 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、InnoSwitch3-CP IC の近くに配置します。

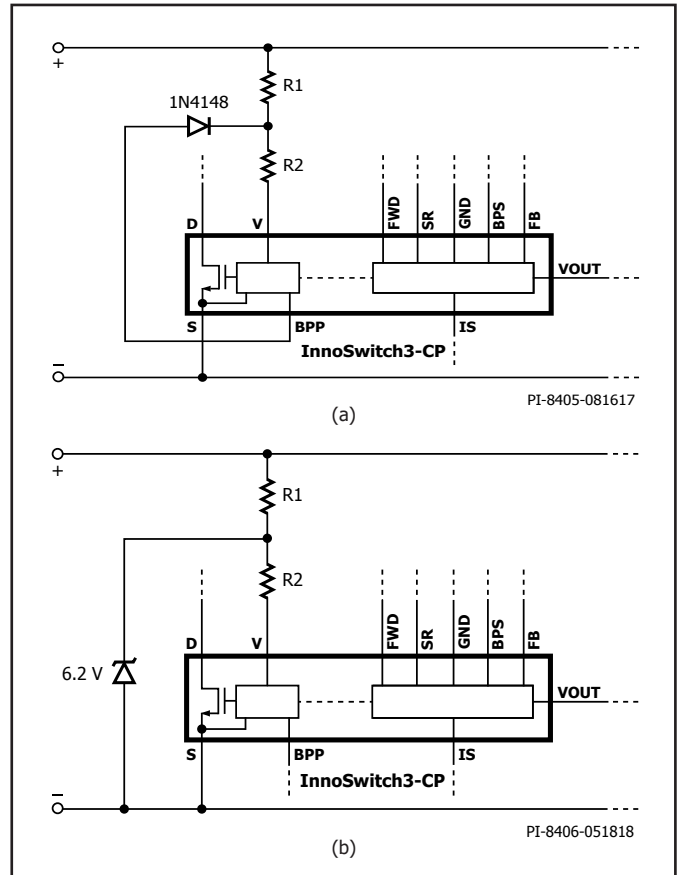


図 18. (a) 入力 OV のみ。(b) 入力 UV のみ

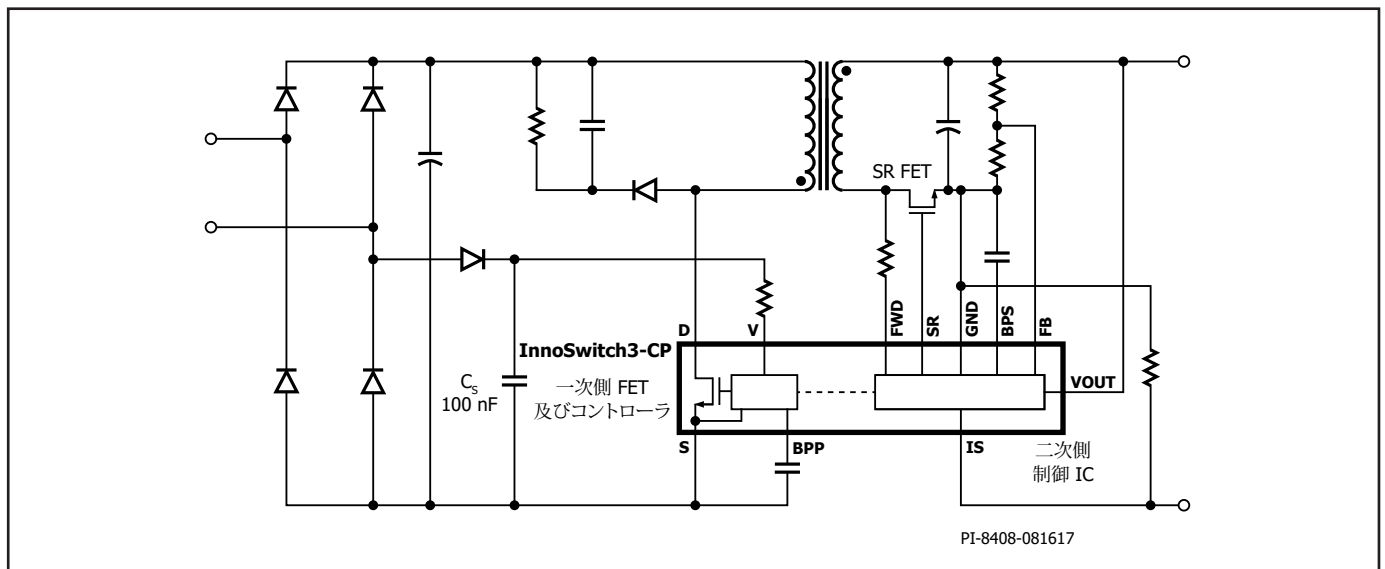


図 19. AC 高速リセット構成

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、InnoSwitch3-CP 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、制限された電流、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、InnoSwitch3-CP IC は定電力出力特性になります。負荷電流の増加によって、出力電圧と電流の積が V_{PK} と設定カレント リミットの積によって設定される最大電力に等しくなると出力電圧が低下します。

USB PD と急速充電コントローラのインターフェイス

フィードバックの分割電圧を変化させて出力電圧を可変するために、マイクロコントローラが使用されます。インターフェイス IC は、InnoSwitch3-CP 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

InnoSwitch3-CP を使用する電源の推奨基板レイアウトは、図 20 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。

ESD

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

スパーク ギャップは、出力プラス系統といずれかの AC 入力の間直接接続する位置に配置するのが最適です。この構成では、適用される多数の安全基準の沿面距離と空間距離に関する要件に、多くの場合 6.4 mm のスパーク ギャップで十分適合します。スパーク ギャップの電圧が AC 入力のピークを超えることがないため、この距離は一次側と二次側の距離よりも小さくなります。

ドレイン ノード

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

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

レイアウトの例

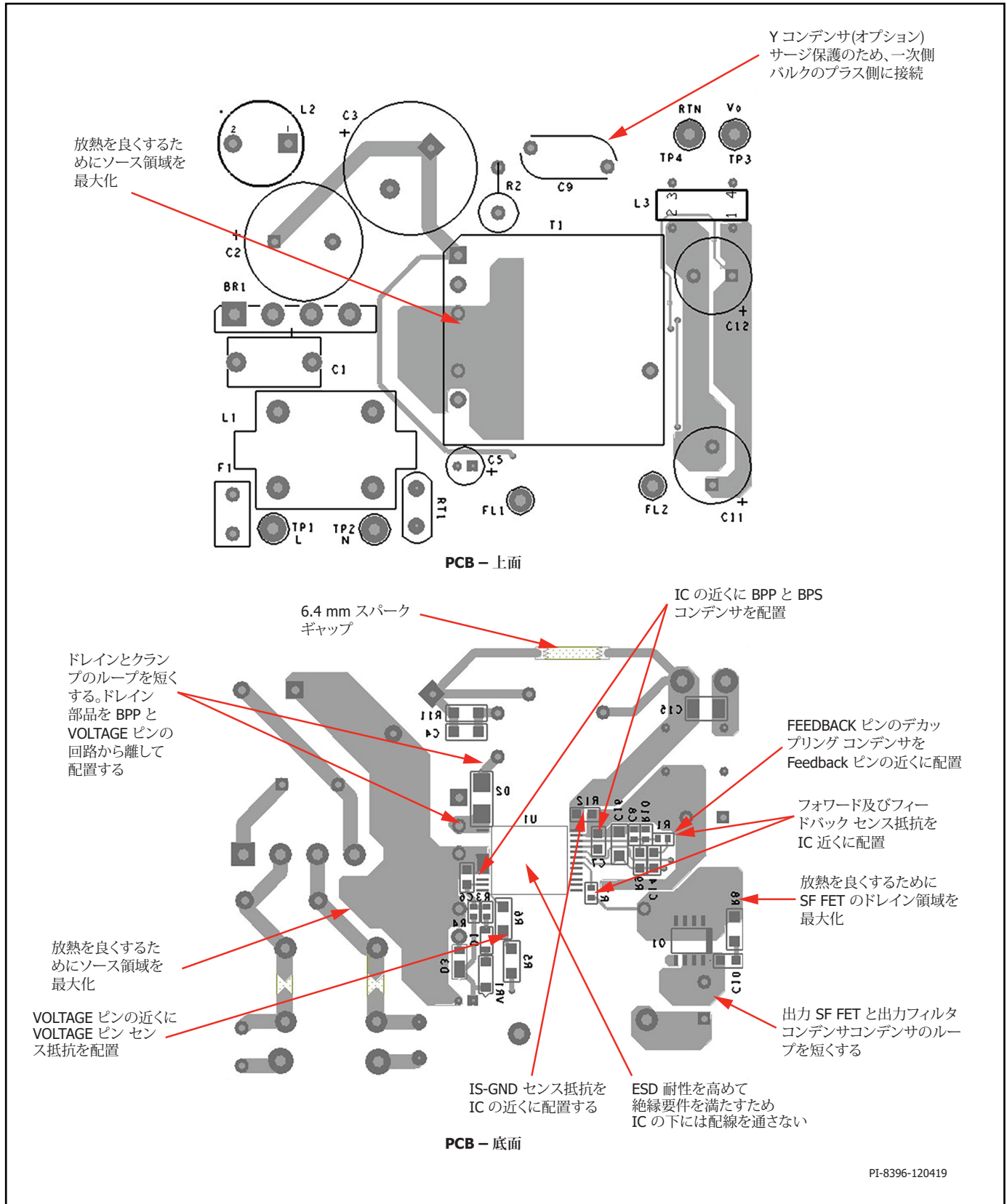


図 20. PCB.

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せん。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 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})

InnoSwitch3-CP 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を保護するためにオートリスタートをトリガする 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。次のテーブルに、デバイスのサイズに基づいた周波数を選択するためのガイドを示します。これは、内蔵高耐圧パワースwitchのサイズに基づいたデバイス損失全体（導通損失とスイッチング損失）に対する周波数を表しています。

INN3264C/3274C	85 ~ 90 kHz
INN3265C/3275C	80 kHz
INN3266C/3276C	75 kHz
INN3277C	70 kHz
INN3267C	65 kHz
PowiGaN デバイス INN3278	70 kHz
PowiGaN デバイス INN3279	65 kHz
PowiGaN デバイス INN3270	60 kHz

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。QR 機能を十分に活用して入力/負荷にわたり効率を一定にするには、ユニバーサル入力の最小入力電圧で $K_p = 0.8$ 、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。

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

これにはいくつかの例外があります。非常に高い出力電流では、効率を最大にするため、 V_{OR} を小さくする必要があります。15 V を超える出力電圧の場合、許容可能な出力同期整流器の PIV を維持できるように V_{OR} を高く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 21)。

$$K_p \equiv K_{\text{RP}} = I_r / I_p$$

K_p 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。

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

ほとんどの InnoSwitch3-CP 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witchでスイッチング損失が増大し、InnoSwitch3-CP の温度が上昇します。 K_p をさらに小さくすると、疑似共振スイッチングのメリットが小さくなります。

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

コア タイプ

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

安全マージン、 M (mm)

一次側と二次側の間に安全な絶縁を必要とする設計では、3 層絶縁電線を使用しない場合、ボビンの両側で使用する安全マージンの幅が重要です。ユニバーサル入力設計では、一般に 6.2 mm のマージン合計が必要です。ボビンを垂直に置く場合は、マージンを対称にする必要はなく、巻線を引き出さない側は 3.1 mm が使用され、6.2 mm の物理的なマージンは巻線の引き出し側に配置します。3 層絶縁電線を使用する設計であっても、必要な沿面距離を確保するために、小さなマージンを追加する必要がある場合もあります。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。

InnoSwitch3-CP 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 (132 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、InnoSwitch3-CP IC 内蔵の保護機能と合わせて、起動時や出力短絡時のコアの飽和を防止するための十分なマージンを確保できます。

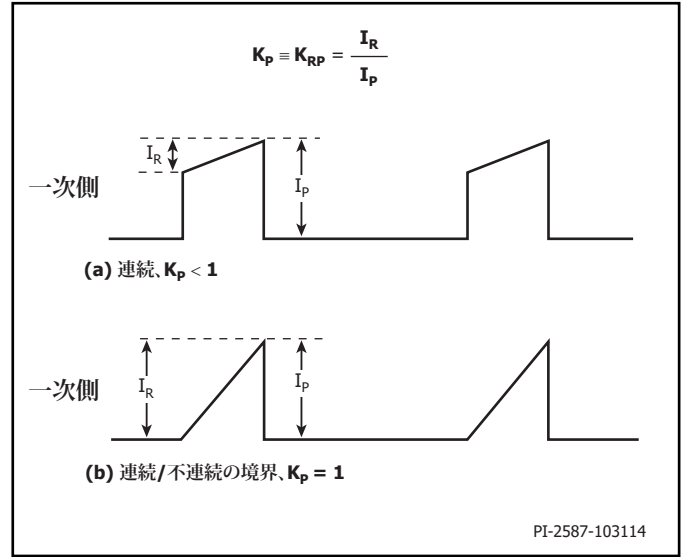


図 21. 連続動作モードの電流波形、 $K_p < 1$

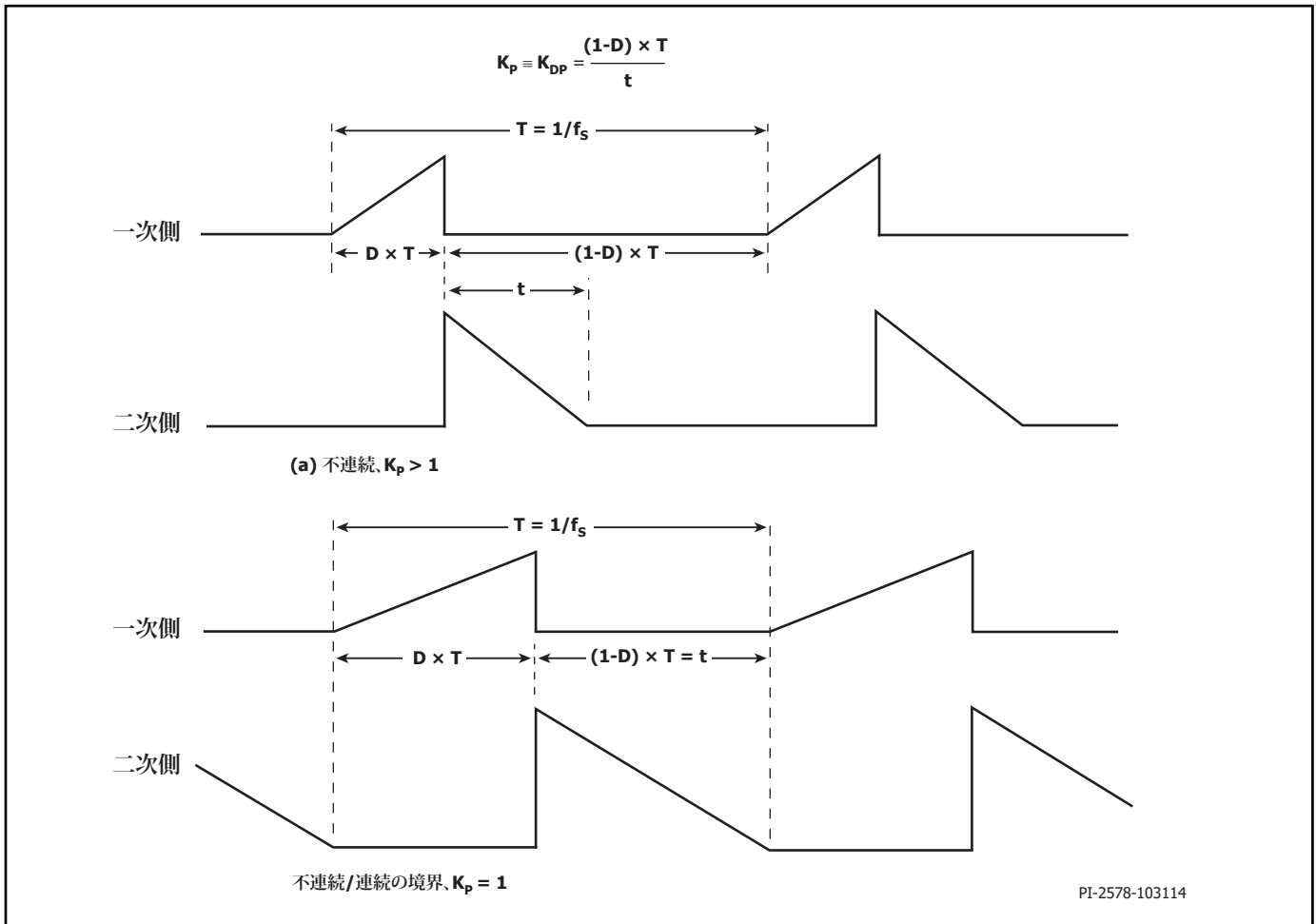


図 22. 不連続動作モードでの電流波形、 $K_p > 1$

トランスの一次側インダクタンス (LP)

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

設計チェックリスト

いかなる電源設計においても、InnoSwitch3-CP 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-CP 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、及び最大周囲温度で、InnoSwitch3-CP 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-CP 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-CPSOURCE 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 (INN3278C, INN3279C 及び INN3270C) 使用時の設計上の考慮事項

フライバック コンバーター構成において、IC の DRAIN ピンでの一般的な電圧波形を図 23 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、トランスの一次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、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電圧スパイクも見られます。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 23 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 以下に維持できる十分なマージンが確保されます。これにより、長期にわたる優れた信頼性と設計マージンが確保されます。

QR 機能を十分に活用して入力/負荷にわたり効率を一定にするには、ユニバーサル入力の最小入力電圧で $K_p = 0.8$ 、高電圧入力専用条件で $K_p \geq 1$ を維持できるように出力跳ね返り電圧 (VOR) を設定します。

設計の最適化のために、次の点を考慮してください。

1. V_{OR} を大きくすると、 V_{MIN} での電力供給が増大します。その場合、入力コンデンサの値は最小になり、PowiGaN INN3679C/INN3670C デバイスからの電力供給は最大になります。
2. V_{OR} を大きくすると、出力ダイオードと SR FET の電圧ストレスが軽減されます。
3. V_{OR} を大きくすると、漏れインダクタンスが大きくなり、電源効率が低下します。
4. V_{OR} を大きくすると、二次側のピーク電流と RMS 電流が増大します。これにより、二次側の銅損及びダイオードでの損失が大きくなる場合があります。

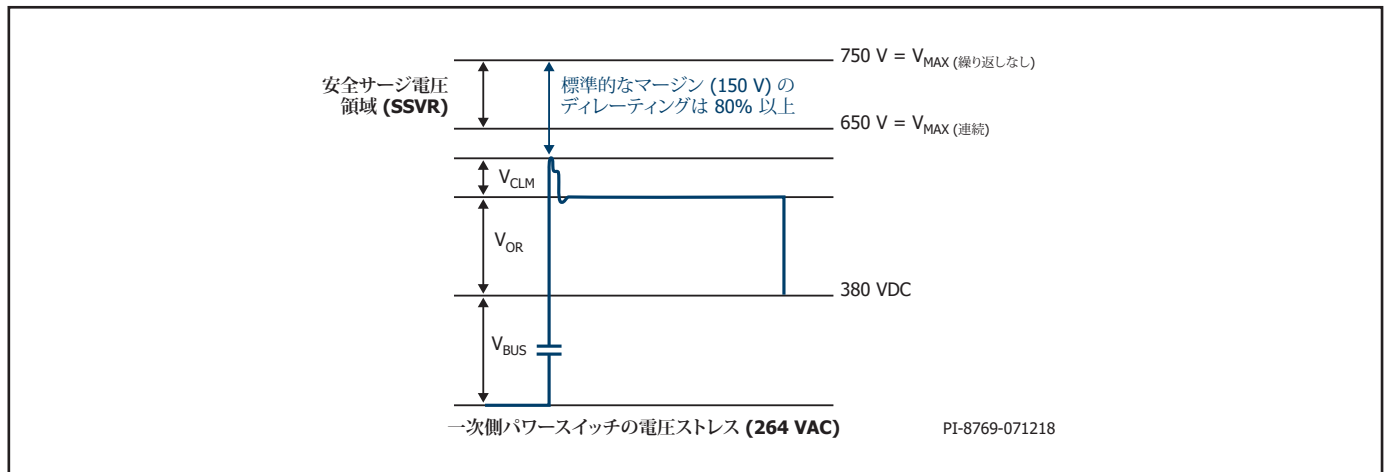


図 23. 264 VAC 入力電圧のピークドレイン電圧

これにはいくつかの例外があります。非常に高い出力電流では、効率を最大にするため、VOR を小さくする必要があります。15 V を超える出力電圧の場合、許容可能な出力同期整流器の PIV を維持できるように VOR を高く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	VOR の最適な範囲
5 V	45 - 70
12 V	80 - 120
15 V	100 - 135
20 V	120 - 150
24 V	135 - 180

PowiGaN デバイス (INN3278C、INN3279C 及び INN3270C) に対する熱抵抗試験条件

この試験条件は、一次側パワー デバイスのジャンクション温度-周辺温度間の熱抵抗が対象です。

この温度試験に使用した PCB を図 24 に示します。このテスト ボードは、2 オンス、2 層で構成されています。InSOP パッケージは上面にマウントされ、配線されています。下層には、ヒートシンク領域として 550 mm² の銅パターンが施されています。

2 層の接続は、パッケージのマウント領域外に 5 x 17 マトリックスで 82 ビアで行われています。ビアは、直径 12 ミルで、40 ミルの間隔を空けて配置され、貫通穴は埋められていません。

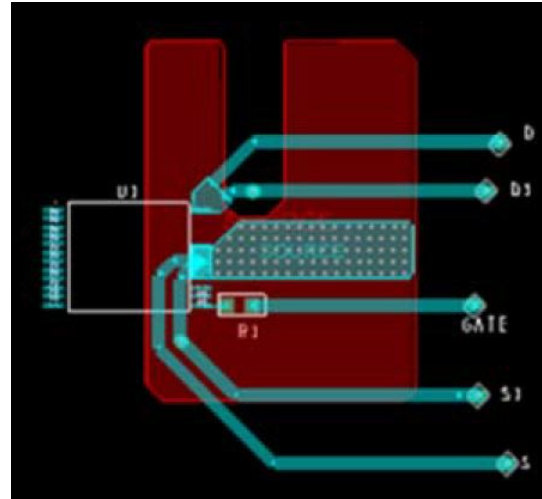


図 24. PowiGaN デバイス (INN3278C、INN3279C 及び INN3270C) に対する熱抵抗試験条件

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧: INN3264C - INN3268C	-0.3 V ~ 650 V
INN3274C - INN3277C	-0.3 V ~ 725 V
INN3278C, INN3279C, INN3270C	-0.3 V ~ 750 V ⁸
DRAIN ピンのピーク電流: INN3264C	3.26 A ³
INN3265C	3.87 A ³
INN3266C	4.88 A ³
INN3267C	5.57 A ³
INN3268C	6.24 A ³
INN3274C	3.47 A ⁶
INN3275C	4.11 A ⁶
INN3276C	5.19 A ⁶
INN3277C	5.92 A ⁶
PowGaN デバイス INN3278C	6.5 A ⁷
PowGaN デバイス INN3279C	10 A ⁷
PowGaN デバイス INN3270C	14 A ⁷
BPP/BPS ピン電圧	-0.3 ~ 6 V
BPP/BPS 電流	100 mA
FWD ピン電圧	-1.5 V ~ 150 V
FB ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
SR ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
V ピン電圧 (INN326x)	-0.3 V ~ 650 V
V ピン電圧 (INN327x)	-0.3 V ~ 725 V
VOUT ピン電圧	-0.3 V ~ 27 V
IS ピン電圧 ⁹	-0.3 V ~ 0.3 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
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。
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 25 を参照してください。
- 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。
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 31 を参照してください。
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 39 を参照してください。
- PowGaN デバイス:
最大ドレイン電圧 (非繰り返しパルス).....-0.3 V ~ 750 V
最大連続ドレイン電圧.....-0.3 V ~ 650 V
- 500 μsec 未満の絶対最大電圧は 3 V です。

熱抵抗

熱抵抗: INN3264C - INN3268C & INN3274C - INN3277C	
(θ_{JA})	76 °C/W ¹ , 65 °C/W ²
(θ_{JC})	8 °C/W ³
PowGaN デバイス INN3278C, INN3279C, INN3270C	
(θ_{JA})	50 °C/W ⁴

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します。
- 図 24 を参照してください。

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	1.5	A
一次側電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (ソケットに実装されたデバイス $T_{CASE} = 120\text{ °C}$ の条件において)	1.35	W
二次側電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (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		12.1	mm (標準)
沿面距離		11.7	mm (標準)
絶縁距離 (DTI)		0.4	mm (最小)
過渡絶縁電圧		6	kV (最小)
比較トラッキング指数 (CTI)		600	-

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	
制御機能							
起動スイッチング周波数	f_{SW}	$T_J = 25\text{ °C}$	23	25	27	kHz	
ジッター変調周波数	f_M	$T_J = 25\text{ °C}$ $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	0.80	1.25	1.70	kHz	
最大 ON 時間	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	12.4	14.6	16.9	μs	
最小一次側フィードバック ブロックアウト タイマー	t_{BLOCK}				$t_{OFF(MIN)}$	μs	
BPP 供給電流	I_{S1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (パワースイッチ スイッチング無し) $T_J = 25\text{ °C}$	INN32x6C INN32x6C	145	200	300	μA
			INN3278C - INN3270C	145	266	425	
	I_{S2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (パワースイッチ 132 kHz でスイッチング) $T_J = 25\text{ °C}$	INN3264C	0.38	0.50	0.69	mA
			INN3265C	0.49	0.65	1.03	
			INN3266C	0.64	0.86	1.21	
			INN3267C	0.77	1.03	1.38	
			INN3268C	0.90	1.20	1.75	
			INN3274C	0.44	0.58	0.83	
			INN3275C	0.59	0.79	1.10	
			INN3276C	0.77	1.02	1.38	
			INN3277C	0.90	1.20	1.73	
INN3278C	0.93	1.24	1.79				
INN3279C - INN3270C	1.46	1.95	2.81				
BPP ピン充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V}, T_J = 25\text{ °C}$	-1.75	-1.35	-0.88	mA	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V}, T_J = 25\text{ °C}$	-5.98	-4.65	-3.32		
BPP ピン電圧	V_{BPP}		4.65	4.90	5.15	V	
BPP ピン電圧ヒステリシス	$V_{BPP(H)}$	$T_J = 25\text{ °C}$		0.39		V	
BPP シャント電圧	V_{SHUNT}	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$	5.15	5.36	5.65	V	
BPP 起動リセット スレッシュ ホールド電圧	$V_{BPP(RESET)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	2.80	3.15	3.50	V	
UV/OV ピン起動スレッシュ ホールド	I_{UV+}	$T_J = 25\text{ °C}$	INN32xxC	23.9	26.1	28.2	μA
			INN3278C - INN3270C	22.4	24.4	26.7	
UV/OV ピン停止スレッシュ ホールド	I_{UV-}	$T_J = 25\text{ °C}$	INN32xxC	21.0	23.7	25.5	μA
			INN3278C - INN3270C	19	21.6	23.5	
停止遅延時間	t_{UV-}	$T_J = 25\text{ °C}$		35		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	
制御機能 (続き)							
UV/OV ピン入力 過電圧スレッシュホールド	I _{OV+}	T _J = 25 °C	INN32xxC	106	115	118	μA
			INN3278C - INN3270C	106	112	118	
UV/OV ピン入力 過電圧ヒステリシス	I _{OV(H)}	T _J = 25 °C	INN32xxC		7		μA
			INN3278C - INN3270C		8		
UV/OV ピン入力 過電圧回復スレッシュホールド	I _{OV-}	T _J = 25 °C	100			μA	
入力回路保護							
VOLTAGE ピン入力 過電圧 Deglitch フィルタ	t _{OV+}	T _J = 25 °C 注 B を参照		3		μs	
VOLTAGE ピン 電圧定格	V _V	T _J = 25 °C	650			V	
回路保護							
標準カレントリミット (BPP) コンデンサ = 0.47 μF 注 C 参照	I _{LIMIT}	di/dt = 188 mA/μs T _J = 25 °C	INN32x4C	697	750	803	mA
		di/dt = 213 mA/μs T _J = 25 °C	INN32x5C	883	950	1017	
		di/dt = 238 mA/μs T _J = 25 °C	INN32x6C	1162	1250	1338	
		di/dt = 300 mA/μs T _J = 25 °C	INN3277C	1255	1350	1445	
			INN3267C	1348	1450	1552	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3268C	1534	1650	1766	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3278C	1581	1700	1819	
		di/dt = 425 mA/μs T _J = 25 °C	INN3279C	1767	1900	2033	
di/dt = 525 mA/μs T _J = 25 °C	INN3270C	2139	2300	2461			
ハイカレントリミット (BPP) コンデンサ = 4.7 μF 注 C 参照	I _{LIMIT+1}	di/dt = 188 mA/μs T _J = 25 °C	INN32x4C	864	950	1036	mA
		di/dt = 213 mA/μs T _J = 25 °C	INN32x5C	1046	1150	1254	
		di/dt = 238 mA/μs T _J = 25 °C	INN32x6C	1319	1450	1581	
		di/dt = 300 mA/μs T _J = 25 °C	INN3277C	1410	1550	1689	
			INN3267C	1501	1650	1799	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3268C	1683	1850	2017	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3278C	1767	1900	2033	
		di/dt = 425 mA/μs T _J = 25 °C	INN3279C	1980	2130	2279	
di/dt = 525 mA/μs T _J = 25 °C	INN3270C	2395	2576	2756			

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	102	110	118	kHz	
BYPASS ピン ラッチ/オートリスタートシャットダウンスレッショールド電流	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	1.7		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	0.17	0.20	0.23	sec.	
出力							
オン抵抗	R _{DS(ON)}	INN3264C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		3.20	3.68	Ω
			T _J = 100 °C		4.96	5.70	
		INN3274C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		3.22	3.70	
			T _J = 100 °C		4.99	5.74	
		INN3265C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.95	2.24	
			T _J = 100 °C		3.02	3.47	
		INN3275C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.95	2.24	
			T _J = 100 °C		3.02	3.47	
		INN3266C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.30	1.50	
			T _J = 100 °C		2.02	2.32	
		INN3276C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.34	1.54	
			T _J = 100 °C		2.08	2.39	
		INN3267C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.02	1.17	
			T _J = 100 °C		1.58	1.82	
		INN3277C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.20	1.38	
			T _J = 100 °C		1.86	2.14	
		INN3268C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.86	0.99	
			T _J = 100 °C		1.34	1.54	
		INN3278C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.52	0.68	
			T _J = 100 °C		0.78	1.02	
INN3279C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44			
	T _J = 100 °C		0.49	0.62			
INN3270C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39			
	T _J = 100 °C		0.41	0.54			

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 (続き)						
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
ドレイン供給電圧			50			V
過熱保護	T_{SD}	注 A を参照	135	142	150	$^{\circ}\text{C}$
過熱シャットダウン ヒステリシス	$T_{SD(H)}$	注 A を参照		70		$^{\circ}\text{C}$
二次側						
FEEDBACK ピン電圧	V_{FB}	$T_J = 25\text{ °C}$	1.250	1.265	1.280	V
ケーブル電圧 降下補正	ϕ_{CD}	機能コードの補足情報を参照				mV
最大スイッチング周波数	f_{SREQ}	$T_J = 25\text{ °C}$	118	132	145	kHz
FEEDBACK ピン/ OUTPUT VOLTAGE ピンのラッチ/ オートリスタート スレッシュ ホールド	$V_{FB(AR)}$ $V_{VO(AR)}$	機能コードの補足情報を参照				
FEEDBACK ピン/ OUTPUT VOLTAGE ピンのラッチ/ オートリスタート タイマー	$t_{FB(AR)}$ $t_{VO(AR)}$	$T_J = 25\text{ °C}$		49.5		ms
無負荷時の BPS ピン電流	I_{SNL}	$T_J = 25\text{ °C}$		325	485	μA
BPS ピン電圧	V_{BPS}		4.20	4.40	4.60	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	$V_{BPS(UVLO)(H)}$			0.65		V
カレントリミット 電圧スレッシュホールド	$I_{SV(TH)}$	外付け抵抗によって設定 $T_J = 25\text{ °C}$	35.17	35.90	36.62	mV
FWD ピン電圧	V_{FWD}		150			V
最小オフ時間	$t_{OFF(MIN)}$		2.48	3.38	4.37	μs
ソフトスタート周波数ランプ 時間	$t_{SS(RAMP)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	7.5	11.8	19.0	ms

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)					
二次 (続き)							
定電力 電圧スレッシュホールド	V _{KP}	機能コードの補足情報を参照			5		V
					6		
					9		
					12		
					15		
BPS ピン ラッチ/オートリスタート コマンド シャットダウン スレッシュホールド電流	I _{BPS(SD)}			5.2	8.9	12	mA
FEEDBACK ピン短絡	V _{FB(OFF)}	T _J = 25 °C			112	135	mV
同期整流器 @ T _J = 25 °C							
SR ピン 駆動電圧	V _{SR}			4.2	4.4	4.6	V
SR ピン 電圧スレッシュホールド	V _{SR(TH)}				-2.5	0	mV
SR ピン プルアップ電流	I _{SR(PU)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF, f _{SW} = 100 kHz		125	165	195	mA
SR ピン プルダウン電流	I _{SR(PD)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF, f _{SW} = 100 kHz		87	97	115	mA
立ち上がり時間	t _r	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF 注 B を参照	10 ~ 90%		50		ns
立ち下がり時間	t _f	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF 注 B を参照	90 ~ 10%		80		ns
出力プルアップ 抵抗	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA		7.2	8.3	12	Ω
出力プルダウン抵抗	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA		10.0	12.1	15	Ω

注:

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

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

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

標準性能曲線

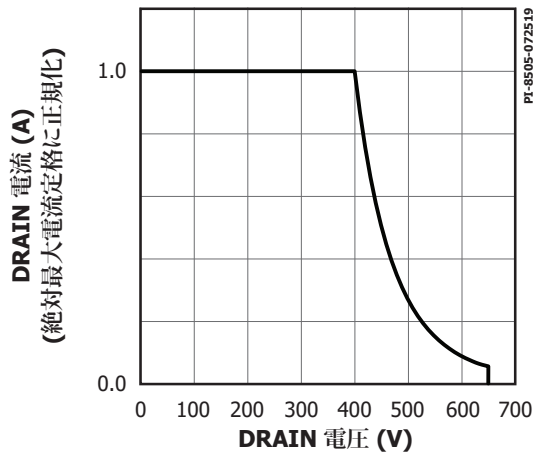


図 25. 最大許容 DRAIN 電流と DRAIN 電圧 (INN326x)

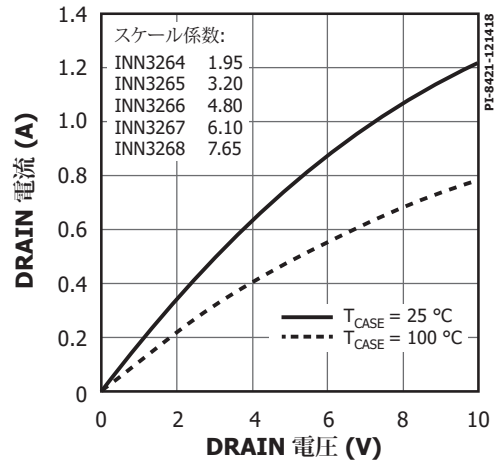


図 26. 出力特性

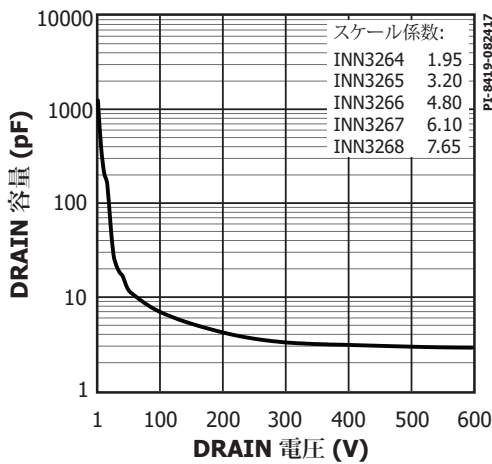


図 27. C_{OSS} と DRAIN 電圧

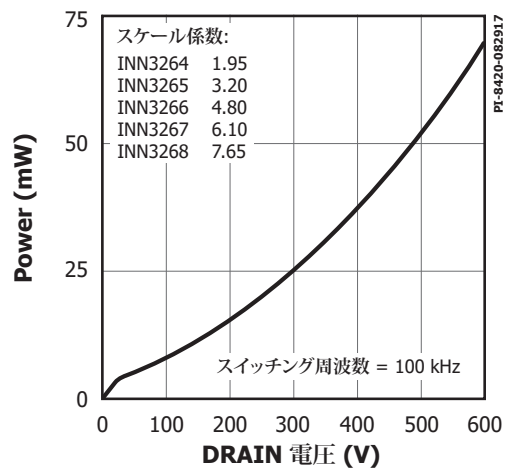


図 28. DRAIN 電圧-Capacitance Power

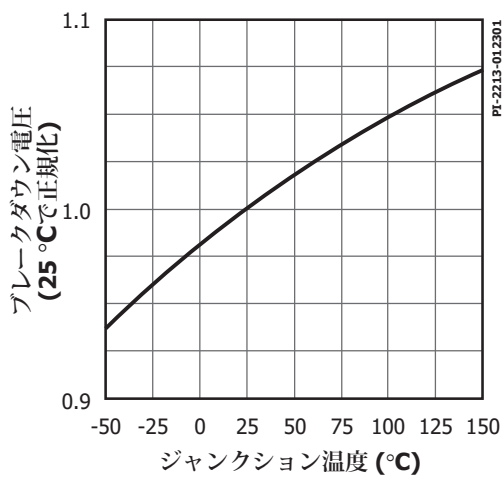


図 29. ブレークダウン電圧 - ジャンクション温度 (INN3278C/INN3279C/INN3270C は除外)

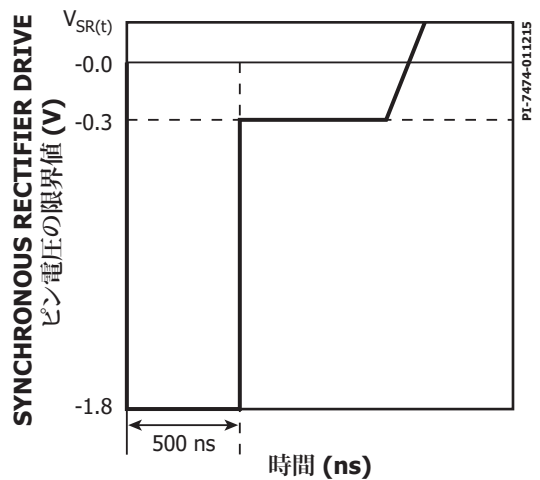


図 30. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの負の電圧

標準性能曲線 (続き)

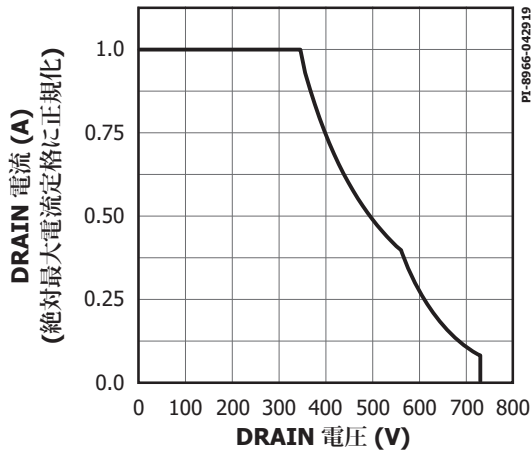


図 31. 最大許容 DRAIN 電流と DRAIN 電圧 (INN3274/75/76/77)

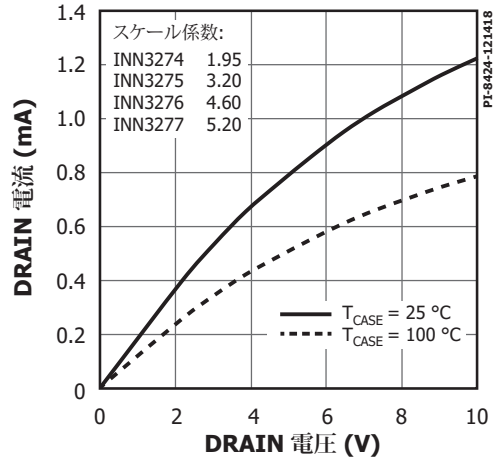


図 32. 出力特性

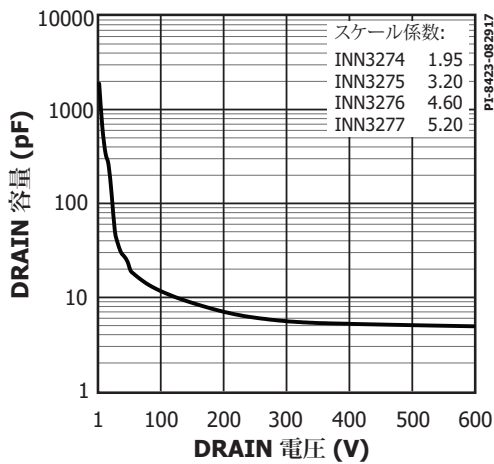


図 33. C_{oss} と DRAIN 電圧

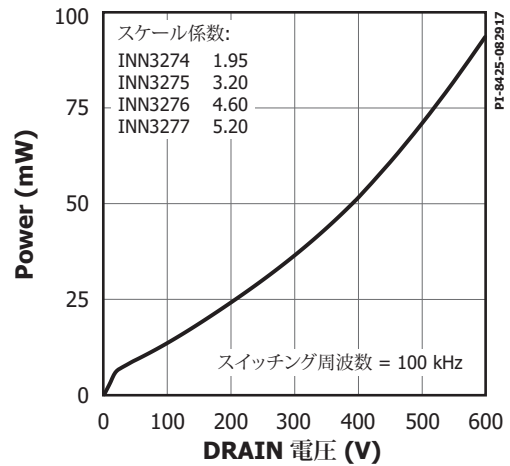


図 34. DRAIN 電圧-Capacitance Power

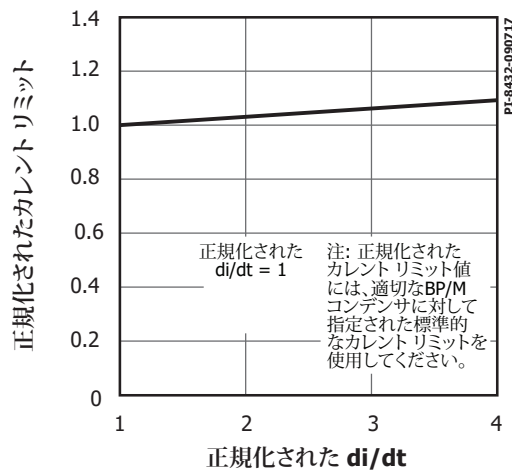


図 35. 標準カレントリミットと di/dt

標準性能曲線 (続き)

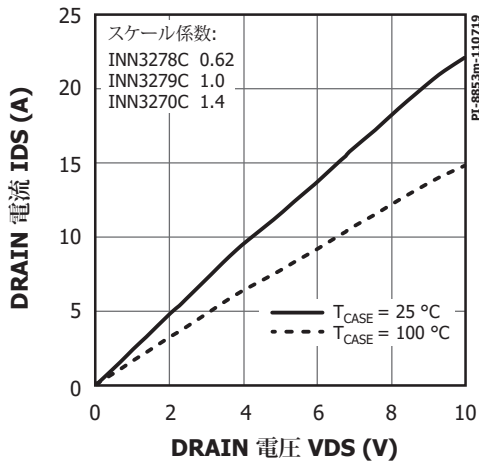


図 36. 出力特性

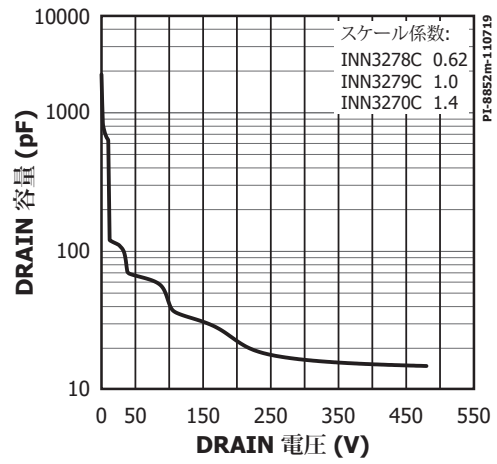


図 37. C_{oss} と DRAIN 電圧

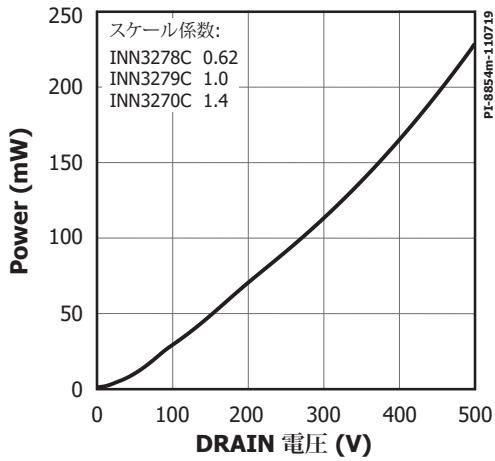


図 38. DRAIN 電圧-Capacitance Power

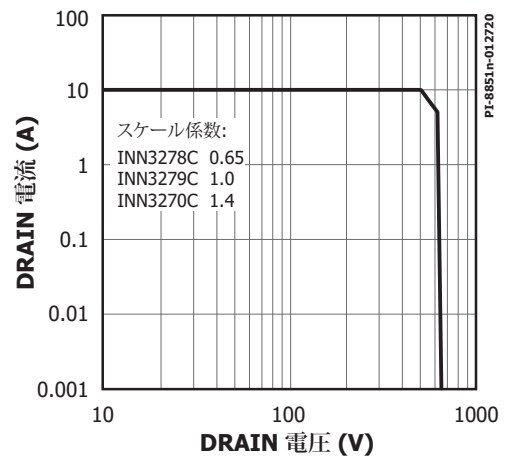
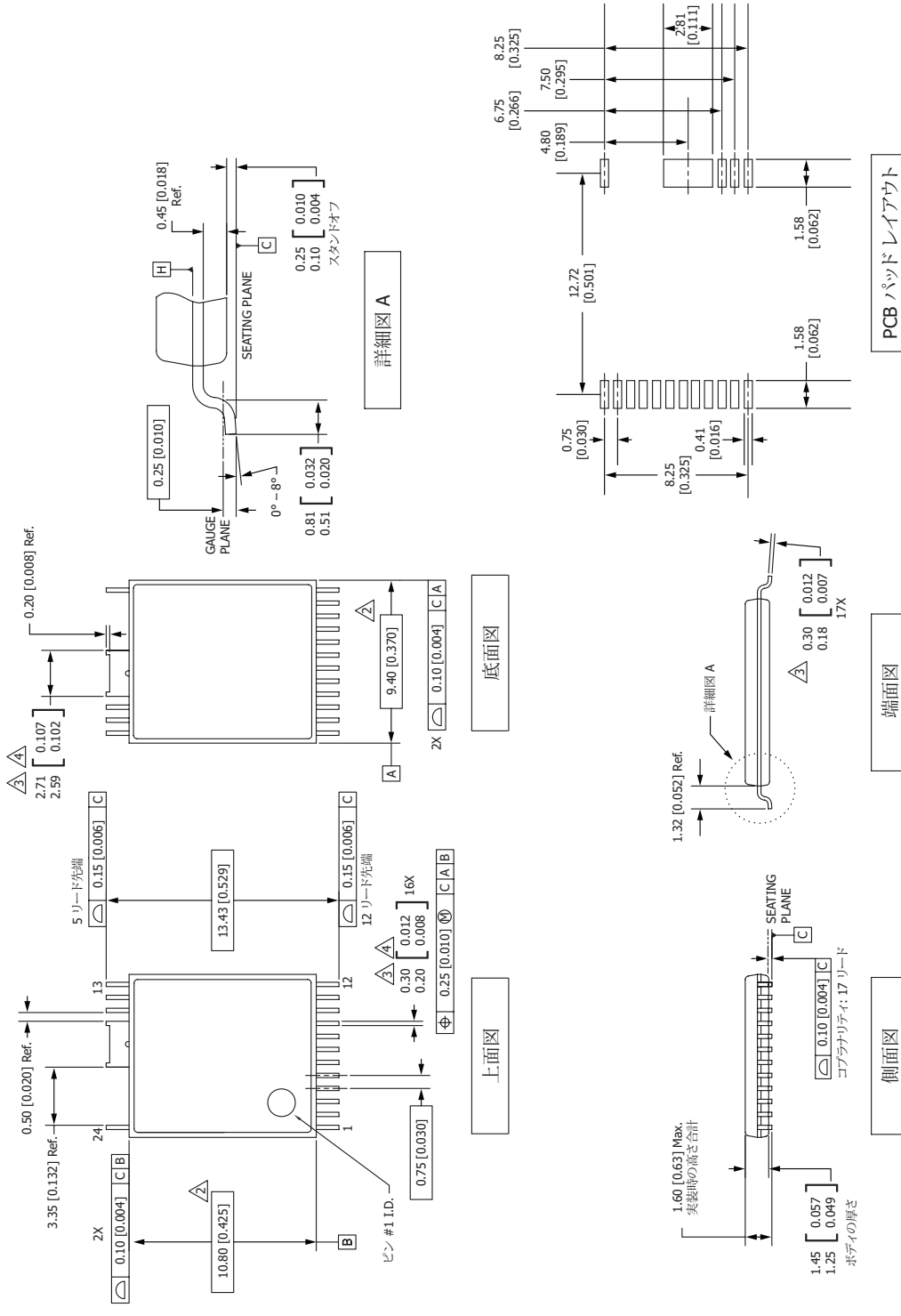


図 39. 最大許容 DRAIN 電流と DRAIN 電圧
(PowiGaN デバイス INN3278C/INN3279C/
INN3270C)。

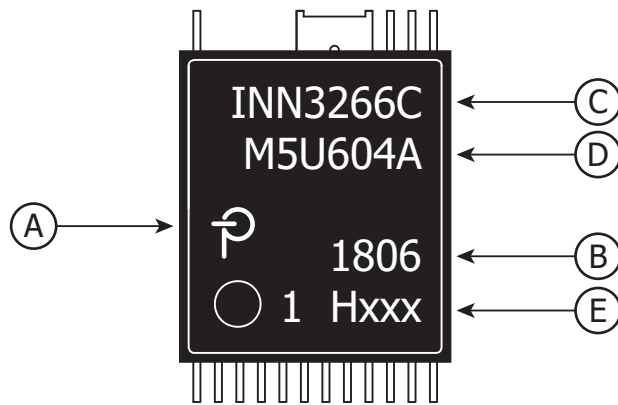
InSOP-24D



- 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します。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、リード間の鍍バリは含まれません、プラスチック製本体の上部及び下部の間のすれを含みます。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. リード間の鍍バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はミリ (インチ) 表示。
 6. A、B のデータは、H のデータによって決まります。

パッケージのマーク

InSOP-24D



- A. Power Integrations のロゴ
- 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-8726-050418

機能コード表^{1,2}

機能コード	CDC	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
H114	0 mV	63%	AR	AR	固定 CC	イネーブル	AR
H201	0 mV	3.45 V	ヒステリシス	AR	CP-6 V	-	AR
H202	300 mV	3.45 V	ヒステリシス	AR	CP-6 V	-	AR
H203	0 mV	3.45 V	ヒステリシス	AR	CP-9 V	-	AR
H204	300 mV	3.45 V	ヒステリシス	AR	CP-9 V	-	AR
H205	0 mV	3.45 V	ヒステリシス	AR	CP-12 V	-	AR
H206	0 mV	63%	ラッチ オフ	ラッチ オフ	固定 CC	-	ラッチ オフ
H207	0 mV	3.45 V	ラッチ オフ	ラッチ オフ	CP-15 V	-	ラッチ オフ
H208	0 mV	3.45 V	ラッチ オフ	AR	CP-15 V	-	ラッチ オフ
H209	0 mV	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	-	ラッチ オフ
H210	0 mV	55%	AR	AR	CP-9 V	-	AR
H211	0 mV	55%	AR	AR	CP-6 V	-	AR
H212	0 mV	55%	AR	AR	固定 CC	-	ラッチ オフ
H215	0 mV	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	-	ラッチ オフ
H217	0 mV	63%	ラッチ オフ	ラッチ オフ	固定 CC	-	ラッチ オフ
H218*	0 mV	3.45 V	ラッチ オフ	AR	固定 CC	-	ラッチ オフ

品番	共通機能コード											
	H201	H202	H203	H204	H205	H206	H207	H208	H209	H210	H211	H212
品番 650 V												
INN3264C-H2XX	✓	✓										
INN3265C-H2XX	✓	✓									✓	
INN3266C-H2XX			✓	✓		✓				✓		
INN3267C-H2XX					✓							
INN3268C-H2XX					✓		✓	✓	✓	✓		✓
品番 725 V												
INN3274C-H2XX	✓	✓										
INN3275C-H2XX	✓	✓										
INN3276C-H2XX			✓	✓		✓						
INN3277C-H2XX					✓							
品番 750 V	H114	H215	H217	H218*								
INN3278C-Hxxx	✓	✓	✓									
INN3279C-Hxxx	✓	✓	✓	✓								
INN3270C-Hxxx	✓	✓	✓									

¹最新の情報については、www.power.com の InnoSwitch ファミリーのページで Build Your Own InnoSwitch をご利用ください。

²機能コード データシートの補足情報は、www.power.com からダウンロードしてください。

*H218 には特定の I_{LM} = 2.30 A, I_{LM+1} = 2.58 A があります。

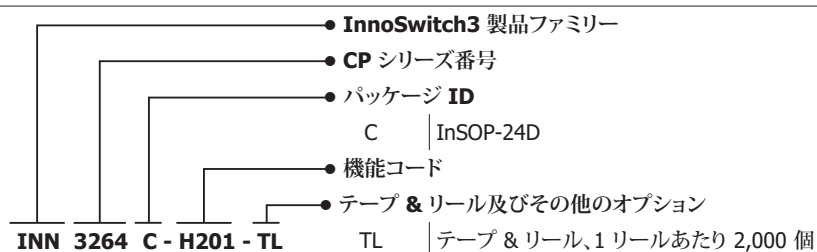
MSL テーブル

部品番号	MSL 定格
INN32xxC	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	JESD78D	すべてのピンで ±100 mA 以上、または $1.5 \times V_{MAX}$ 以上
人体モデル ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014	すべてのピンで ±2000 V 以上
充電デバイス モデル ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	すべてのピンで ±500 V 以上

品番コード体系表



改訂	注	日付
A	暫定版。	02/17
B	コード B とコード S を組み合わせたリリース。	05/17
C	コード A のリリース。	09/17
D	InSOP-24D パッケージのマークの追加および軽微なテキスト編集。	06/18
D	1 ページの「安全規格及び規制に完全に準拠」セクションを更新。パラメータ テーブルに CTI を追加。	08/18
E	GaN ベースの INN3279C & INNN3270C 部品を追加。I _{DSS1} 及び I _{DSS2} パラメータを更新。	08/19
F	「PowiGaN」登録商標名を追加。	09/19
G	PCN-19281 – 図 19 を更新。次のパラメータを更新: V _{BPP(H)} 、I _{UV} 、I _{OV(H)} 、I _{OV} 、V _V 、t _{SS(RAMP)} 、I _{SR(PU)} 、t _R 、t _F 、R _{PU} 、V _{SR} 及び I _{BP(SD)} °	10/19
H	コード S リリースのための INN3278C の部品を追加。	11/19
I	コード A のリリース。新設計応用例を追加。	02/20
J	V _{DS} = 80% ピークドレイン電圧を読み出すための I _{DSS1} を更新。	03/20

最新の情報については、弊社ウェブサイト 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、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。©2020, 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 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.FI. 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: singaporeales@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 1 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
