

図 3. 一次側コントローラのブロック図

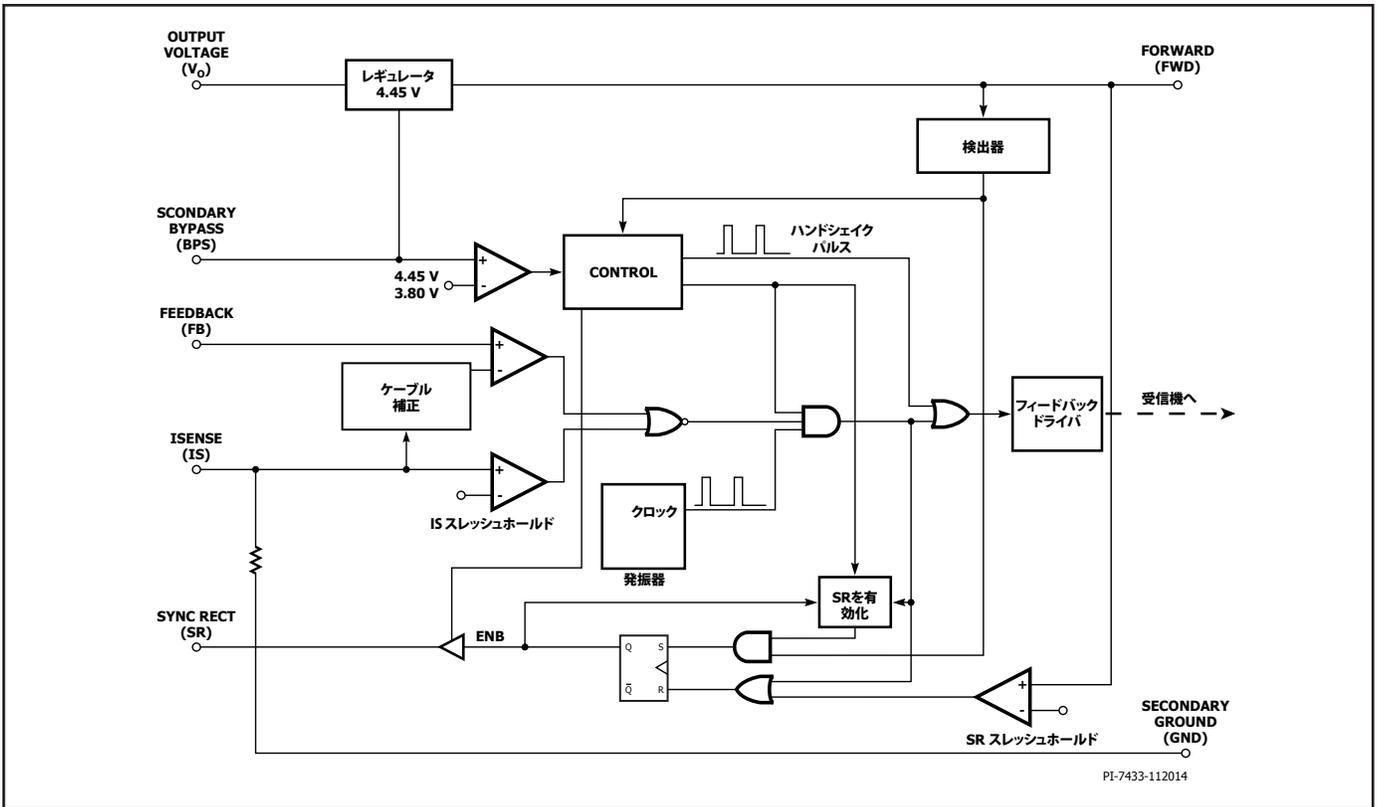


図 4. 二次側コントローラのブロック図

ピン機能の説明

DRAIN (D) ピン (ピン 1)

このピンは、パワー MOSFET のドレインに接続されています。

SOURCE (S) ピン (ピン 3-6)

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

PRIMARY BYPASS (BPP) ピン (ピン 7)

一次側 IC 電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。

FORWARD (FWD) ピン (ピン 10)

検出やその他の機能のためのトランス出力巻線のスイッチング ノードへの接続ポイントです。

OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピン (ピン 11)

このピンは、電源の出力端に直接接続されていて、二次側 IC のバイアスです。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE (SR) ピン (ピン 12)

外付け SR FET ゲート端子への接続。

SECONDARY BYPASS (BPS) ピン (ピン 13)

二次側 IC 電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。

FEEDBACK (FB) ピン (ピン 14)

このピンは外付け抵抗分割回路に接続され、電源 CV 電圧レギュレーションのスレッシュホールドを設定します。

SECONDARY GROUND (GND) (ピン 15)

二次側 IC の接地。

ISENSE (IS) ピン (ピン 16)

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

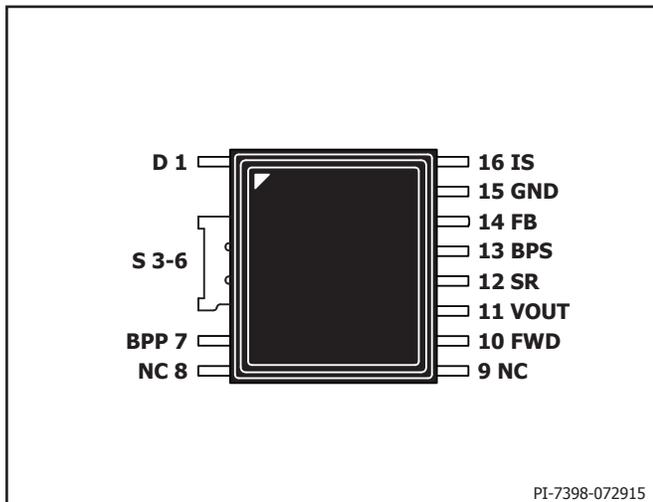


図 5. ピン配置図

InnoSwitch-CH の機能の概要

InnoSwitch-CH は、高耐圧パワー MOSFET スイッチ及び一次側と二次側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。1 次側 IC に情報伝達するため、2 次側出力電圧・電流を高精度に直接センサし、高信頼性、低コストに対応したパッケージリードフレームとボンディングワイヤーを

使った独自の FluxLink を採用しています。従来の PWM (パルス幅変調方式) コントローラと異なり、シンプルな ON/OFF 制御で出力電圧及び電流の制御を実現します。一次側コントローラは、発振器、二次側コントローラと磁気結合している受信回路、カレントリミット ステートマシン、PRIMARY BYPASS ピンの 5.95 V レギュレータ、過電圧回路、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 650 V パワー MOSFET で構成されます。InnoSwitch-CH 二次側コントローラは、一次側受信機に磁気結合された送信回路、定電圧 (CV) 及び定電流 (CC) 制御回路、SECONDARY BYPASS ピンの 4.45 V レギュレータ、同期整流器 MOSFET ドライバ、周波数ジッター発振器、及び内蔵保護機能のホストで構成されます。図 3 と 4 に、最も重要な機能を持つ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。

PRIMARY BYPASS ピンレギュレータ

PRIMARY BYPASS ピンには、パワー MOSFET がオフの場合にいつでも DRAIN ピンから電流を引き出すことにより、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 MOSFET がオンの場合、デバイスは、PRIMARY BYPASS ピン コンデンサのエネルギーにより動作します。内部回路の電力消費が極めて小さいため、InnoSwitch-CH は、DRAIN ピンから供給される電流で連続的に動作することが可能です。

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際、PRIMARY BYPASS ピンを V_{SHUNT} にクランプするシャントレギュレータがあります。これにより、バイアス巻線から InnoSwitch-CH に外部電力を供給しやすくなり、無負荷時待機電力を減らして 10 mW (5 V 出力設計の場合) を十分下回ることができます。

PRIMARY BYPASS ピンコンデンサの選択

PRIMARY BYPASS ピンでは、デバイスの内蔵電源のデカップリングを行うために 0.1 μ F 程度の小さなセラミック コンデンサを使用できます。大きなサイズのコンデンサにより、カレントリミットを設定変更します。PRIMARY BYPASS ピンの 1 μ F コンデンサは、次に大きいデバイスの標準カレントと等しい、ハイカレントリミットを選択します。PRIMARY BYPASS ピンの 10 μ F コンデンサは、次に小さいデバイスの標準カレントリミットと等しい、ローカレントリミットを選択します。

PRIMARY BYPASS ピン低電圧スレッシュホールド

PRIMARY BYPASS ピン低電圧回路は、PRIMARY BYPASS ピンの電圧が定常動作中に $V_{BPP} - V_{BPP(H)}$ を下回った場合、パワー MOSFET を停止します。PRIMARY BYPASS ピンの電圧がこのスレッシュホールドを下回ったら、パワー MOSFET のスイッチングを開始するには、これを V_{BPP} まで上昇させる必要があります。

PRIMARY BYPASS ピン出力過電圧ラッチ機能

PRIMARY BYPASS ピンには、OV 保護ラッチ機能があります。PRIMARY BYPASS ピン コンデンサと直列に配置された抵抗に対して並列に接続したツェナーダイオードは、通常、一次側バイアス巻線の過電圧を検出して、この保護回路をアクティブにするために使用されます。PRIMARY BYPASS ピンへの電流が増大 (I_{SO}) した場合、デバイスはパワー MOSFET スwitchングを停止します。ラッチ状態は、一次側バイパスをリセットスレッシュホールド電圧 ($V_{BPP(RESET)}$) よりも下げることによってリセットされます。

過熱保護

過熱保護回路は一次側ダイの温度を検知します。このスレッシュホールドは 142 °C で 75 °C ヒステリシスに設定されています。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 MOSFET は停止します。ダイの温度が 75 °C 下がると、パワー MOSFET は再び動作を開始します。75 °C という大きなヒステリシスなので、継続的な異常状態によるプリント基板の過熱を回避できます。

カレントリミットの動作

カレントリミット回路は、パワー MOSFET の電流を検知します。この電流が内部スレッシュホールド (I_{LIMIT}) を超えると、そのスイッチ サイクルの残りの期間、パワー MOSFET はオフになります。カレントリミット ステートマシンは、中及び軽負荷時の負荷量に応じ、カレントリミットのスレッシュホールドを低減します。

パワー MOSFET がオンした後、リーディング エッジ ブランキング時間 (t_{LEB}) のみカレントリミット機能が停止します。このリーディング エッジ ブランキング時間は、コンデンサ及び二次側の逆回復時間が原因で発生する電流スパイクによりスイッチング パルスが途中で終了しないように設定されています。一次側パワー MOSFET のドレイン電流がデバイスのカレントリミットに達すると、各スイッチング サイクルは停止します。

オートリスタート

出力過負荷、出力短絡、または外付け部品/ピンの異常等の異常状態が発生した場合、InnoSwitch-CH はオートリスタート (AR) 動作に切り替わります。オートリスタート動作で、 $t_{AR(OFF)}$ の期間、パワー MOSFET スwitching は停止します。二次側に制御が移った後、オートリスタートに入る方法は2つあります。

1. t_{AR} を超える期間にわたって、二次側から継続的にスイッチングが要求される。
2. $t_{AR(SK)}$ を超える期間にわたって、二次側からスイッチング サイクルの要求がない。

最初の状態は、 t_{AR} 以上の期間にわたってスキップ サイクルがなく、二次側コントローラが継続的にサイクルを要求する状況に相当します。2 番目の方法は、通信が切断され、一次側がもう一度確実にリスタートしようとする場合も含まれます。通常の動作ではあってはならないことですが、これは、システム ESD イベントが発生した場合に役立ちます。たとえば、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た場合、オートリスタートがオフの時間の後に一次側がリスタートすることで解決されます。

異常が除去されるまでは、オートリスタート機能により、パワー MOSFET のスイッチングの動作と停止が繰り返されます。オートリスタート カウンターは SOA モードのスイッチ発振器によって打ち消され、オートリスタート オフタイマーが長いように見える場合があります。

オートリスタート カウンターは、一次側 PRIMARY BYPASS ピンが低電圧スレッシュホールド $V_{BPP} - V_{BPP(HYS)}$ を下回るとリセットされます。

安全動作領域 (SOA) 保護

一次側パワー MOSFET スwitching電流が、ブランキング (t_{LEB}) 期間内及びカレントリミット (t_{LD}) 遅延時間でカレントリミット (I_{LIM}) に達し、2 サイクル連続でこれが発生した場合、コントローラは、約 2.5 サイクルまたは ~25 μ 秒スキップします。これにより、大容量負荷の起動時間を長くすることなく、トランスのリセットのための十分時間が確保されます。デバイスが SOA モードで動作しているときは、オートリスタートの時間が長くなります。

一次側-二次側ハンドシェイク プロトコル

起動時、一次側は最初にフィードバック情報なしで切り替えます (これは標準的な TOPSwitch™、TinySwitch™、または LinkSwitch™ コントローラに非常によく似ています)。オートリスタート ON 時間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に切り替わり、繰り返します。ただし、通常の状態では、二次側チップが FORWARD ピンを介して、または直接 VOUT から起動し、制御を継続します。その後、二次側は、必要に応じてスイッチングサイクルを要求する制御状態に移行します。

図 6 に、ハンドシェイク フローチャートを示します。

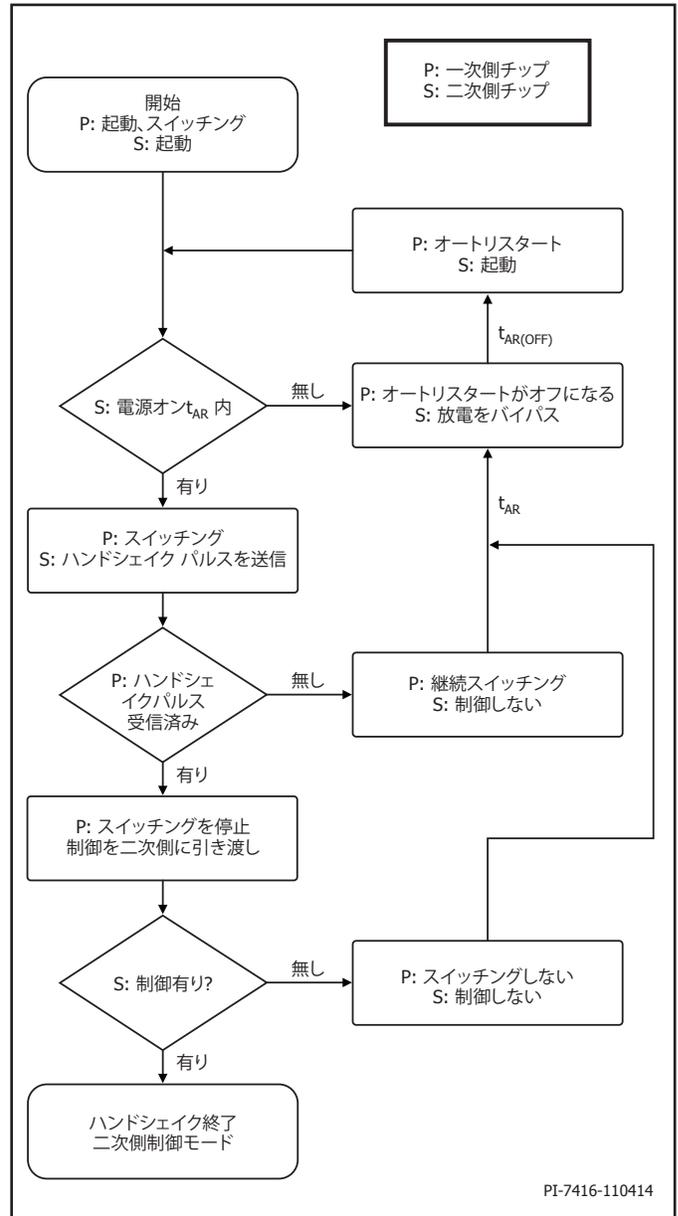


図 6. 一次側 - 二次側ハンドシェイク フローチャート

二次側が制御しているときに、一次側がスswitchingを停止する、または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態が発生した場合、ハンドシェイクプロトコルが開始され、一次側がスswitchingを再開したら二次側が制御を実行する準備ができるようになります。追加ハンドシェイクのためのこのプロトコルは、二次側が、一次側が要求よりも多くのサイクルを提供していることを二次側が検出した場合にも動作します。

追加のハンドシェイクを要求する可能性がある状態は、ライン電圧が落ちたり停止したりした結果一次側がスswitchingを停止した場合に発生する可能性が高くなります。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のパルスを検出しようとします。

通信は耐久性が極めて優れています。通信の切断の確認が行われ、サージ、ESD イベント、または外付け部品の異常（一点障害）などの厳しい状況下でもデバイスの耐性が確保されます。

一次側が 3 サイクル連続で要求に応答したことを二次側が検出しない場合、あるいは一次側が 3 サイクル以上連続したスイッチング要求なしに対してスイッチングした場合、二次側コントローラはハンドシェイクシーケンスを開始します。

また、この保護モードは、一次側が一次側制御でスイッチング動作をしている間に SR MOSFET の同時 ON に対する保護にもなります。更にこの保護は、二次側が軽/中負荷での通常動作時、一次側の過電圧保護動作によるリセットも防ぎます。

二次側コントローラ

フィードバックドライバ部は、一次側 IC にスイッチングパルス要求を転送する FluxLink フィードバック回路へのドライブです。

図 4 のブロック図に示されているように、二次側コントローラには、SECONDARY BYPASS ピンへの VOUT または FORWARD のいずれかのピンから、4.45 V レギュレータブロックを介して電源が供給されます。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的に電流供給されます。

また、FORWARD ピンも、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに接続される同期整流器 MOSFET (SR FET) をオンにするハンドシェイクとタイミングの双方のために、負のエッジを検出するブロックに接続します。また、FORWARD ピンは、抵抗の FET を流れる電圧が $V_{SR(TH)}$ を下回った場合に、不連続動作モード時、SR FET をオフにするタイミングを検知するためにも使用されます。

連続動作モード時、SR FET は、FET ターンオフで重複することなく、優れた同時動作を行い、次のスイッチングパルス要求が送信されたときにオフになります。

VOUT ピンと SECONDARY GROUND ピン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_{REF} (1.265V) です。

IS ピンと SECONDARY GROUND ピン間に接続された抵抗はボンディングワイヤーセンス抵抗で、定電流レギュレータモードで出力電流を制御するために使用されます。ISENSE ピンは、内部ボンディングワイヤーセンス抵抗に接続され、33 mV/IS(TH) スレッシュホールドコンパレータにより、出力定電流を行います。

出力過電圧保護

FEEDBACK ピンで検出された電圧がレギュレーション スレッシュホールドよりも 2% 高い場合、約 10 mA のブリード電流が VOUT ピンに適用されます。FEEDBACK ピンの電圧が内部 FEEDBACK ピン基準電圧の約 20% 上昇すると、ブリード電流は約 140 mA に増加します。VOUT ピンでの吸い込み電流は、一時的なオーバーシュートの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ています。

FEEDBACK ピンの短絡検出

FEEDBACK ピンの電圧が起動時に $V_{FB(OFF)}$ スレッシュホールドを下回った場合、二次側は一次側/二次側ハンドシェイクを完了し、オートリスタートを開始するパルスの要求を停止します。二次側は、 $t_{AR(SK)}$ のサイクルの要求を停止し、一次側の $t_{AR(OFF)}$ のオートリスタートを開始します。この状況で、実

際の AR オフタイムの合計は $t_{AR(SK)} + t_{AR(OFF)}$ です。通常動作時、二次側は、FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ スレッシュホールドを下回った場合にオートリスタート サイクルを開始するための一次側からのパルスの要求を停止します。 $V_{FB(OFF)}$ の deglitch フィルタは、10 μ 秒以下です。二次側は、FEEDBACK ピンで短絡が発生して接地したことを検出した後も、制御を継続しています。

FEEDBACK ピンのオートリスタート スレッシュホールド

また、FEEDBACK ピンは、 $t_{FB(AR)}$ を超えた期間に出力電圧が $V_{FB(AR)}$ スレッシュホールドを下回った場合に検出する、コンパレータにも対応します。二次側コントローラは、 $t_{FB(AR)}$ よりも長い間 FEEDBACK ピンが $V_{FB(AR)}$ を下回ることを検出した場合に、制御を停止します。このスレッシュホールドは、定電流 (CC) 動作の範囲を制限することを意図しています。

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、下の図 7 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。

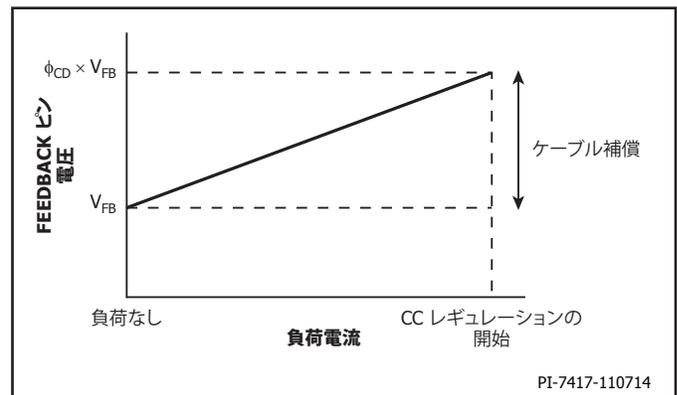


図 7. 出力ケーブル電圧降下補正の特性

下側の FEEDBACK ピン抵抗は、出力ケーブル電圧降下補正を有効にするために、(ISENSE ピンではなくて) SECONDARY GROUND ピンに接続している必要があります。

出力ケーブル電圧降下補正は、5 V 設計の場合のみ適用されます。出力電圧が高い場合、出力ケーブル電圧降下補正機能は停止します。

出力定電流レギュレーション

InnoSwitch-CH は、出力電流を、ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピン間のボンディングワイヤーによる内部センスを介して出力電流を制御します。異常状態時にボンディングワイヤーのピーク電圧を制限するために、ISENSE-SECONDARY GROUND ピン間で外付けダイオードが必要となる場合があります。より大きい出力コンデンサは特に高出力電圧で、短絡出力への出力コンデンサ放電がボンディングワイヤー溶断電流を超える可能性があります。

SR 停止保護

サイクル・バイ・サイクル ベースで、SR は、二次側コントローラにより、スイッチングサイクルが要求された場合のみ動作し、負のエッジは FORWARD ピンで検出されます。ISENSE ピンの電圧が $IS_{V(TH)}$ スレッシュホールドの約 3 倍になった場合、SR MOSFET 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。

InnoSwitch-CH の動作

InnoSwitch-CH デバイスは、カレントリミットモードで動作します。スイッチング動作時、発振器は各サイクルの最初にパワー MOSFET をオンにします。電流がカレントリミットまで上昇する、または DC_{MAX} リミットに達すると、MOSFET はオフになります。InnoSwitch-CH の設計上の最大の電流トリミットレベル及び発振周波数は一定であるため、負荷に供給される電力はトランスの一次インダクタンス及びピーク一次電流の 2 乗と正比例します。そのため、電源の設計には必要な最大出力電力に対するトランスの一次インダクタンスの計算が必要です。InnoSwitch-CH が電力レベルに

対して適切に選択されている場合、 DC_{MAX} リミットに達する前に、インダクタンス電流はカレントリミットに到達します。

InnoSwitch-CH は、抵抗分圧器によって FEEDBACK ピンで出力電圧を検出し、次のスイッチングサイクルに進むかどうかを決定します。カレントリミットの決定には、サイクルのシーケンスにより設定されます。一度サイクルが開始すると、サイクルは常に完了されます。この動作により出力電圧リップルは出力コンデンサ、及びスイッチングサイクルあたりのエネルギーによって、既定されます。

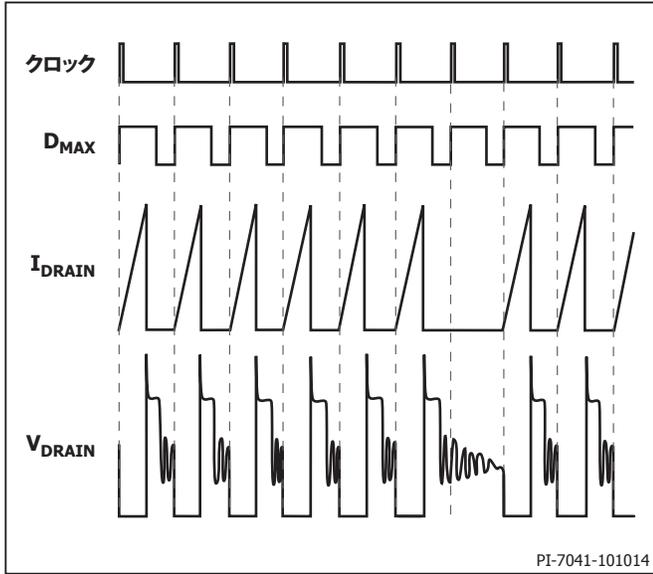


図 8. 最大負荷近くでの動作

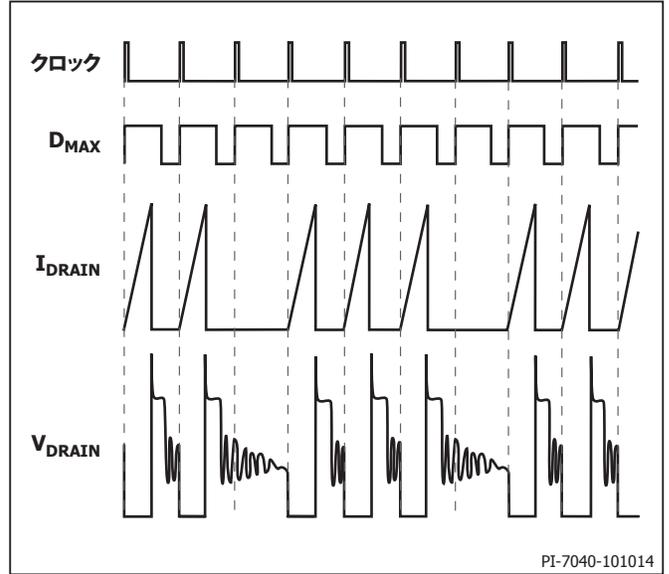


図 9. やや高負荷での動作

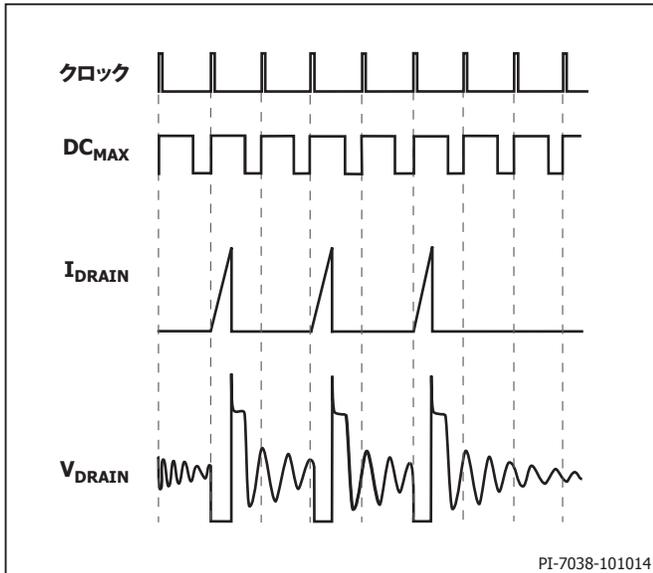


図 10. 中程度の負荷での動作

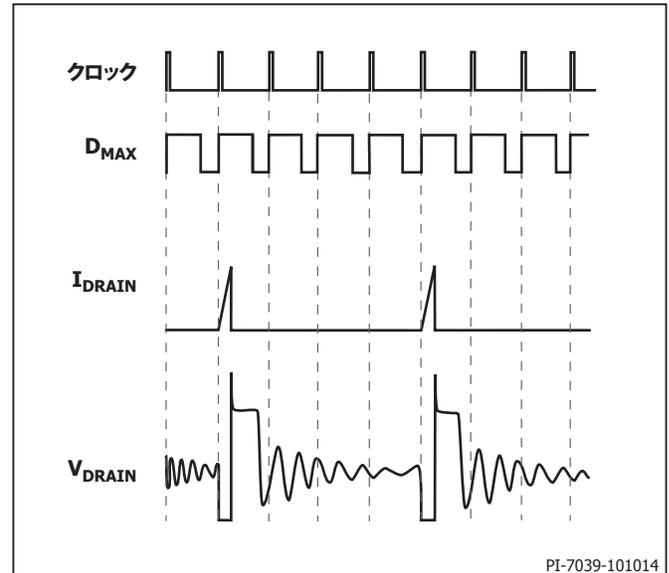


図 11. 極めて軽い負荷での動作

カレントリミット ステート マシンの ON/OFF 動作

InnoSwitch-CH の内部クロックは常に動作します。各クロック サイクルの開始時に、FEEDBACK ピンの電圧コンパレータはスイッチング サイクルを実行するかどうかを判定し複数回のスイッチングシーケンスにより適切なカレントリミットを決定します。負荷が大きいと、ステートマシンはカレントリミットを最大値に設定します。負荷が軽いと、ステートマシンはカレントリミットの値を減少させます。

最大負荷に近い場合、InnoSwitch-CH はクロック サイクルのほぼすべてで動作します (図 8)。負荷がそこからわずかに軽くなると、電源出力の電

圧レギュレーションを維持するために、それに続くサイクルを「スキップ」します (図 9)。中程度の負荷では、サイクルはスキップされカレントリミットは減少します (図 10)。負荷が極めて軽いと、カレントリミットはさらに減少します (図 11)。電源の電力消費を抑えるために発生するサイクルはごくわずかです。

ON/OFF 制御回路の応答時間は、PWM コントロール回路と比較すると非常に高速です。このため、高精度なレギュレーションと優れた過渡応答に対応しています。

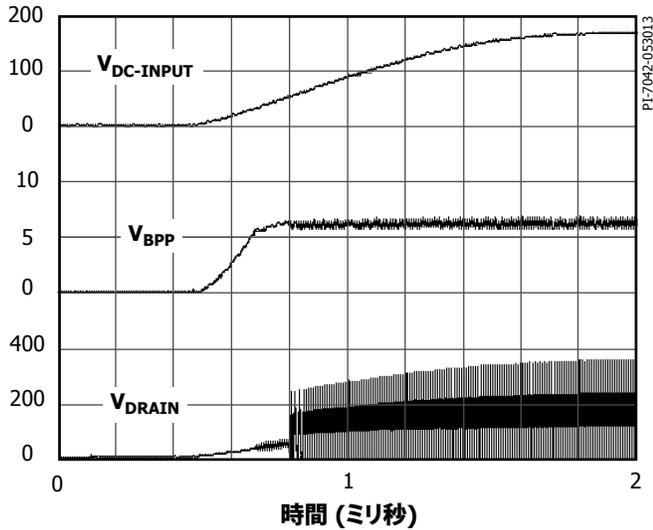


図 12. 起動のタイミング

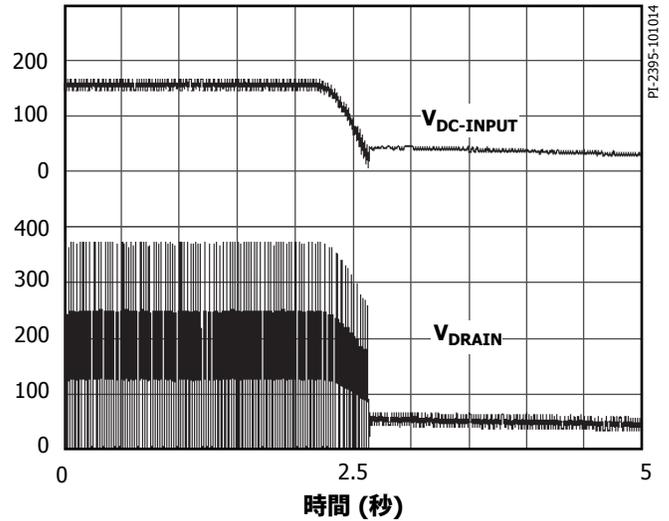


図 13. 正常な停止のタイミング

応用例

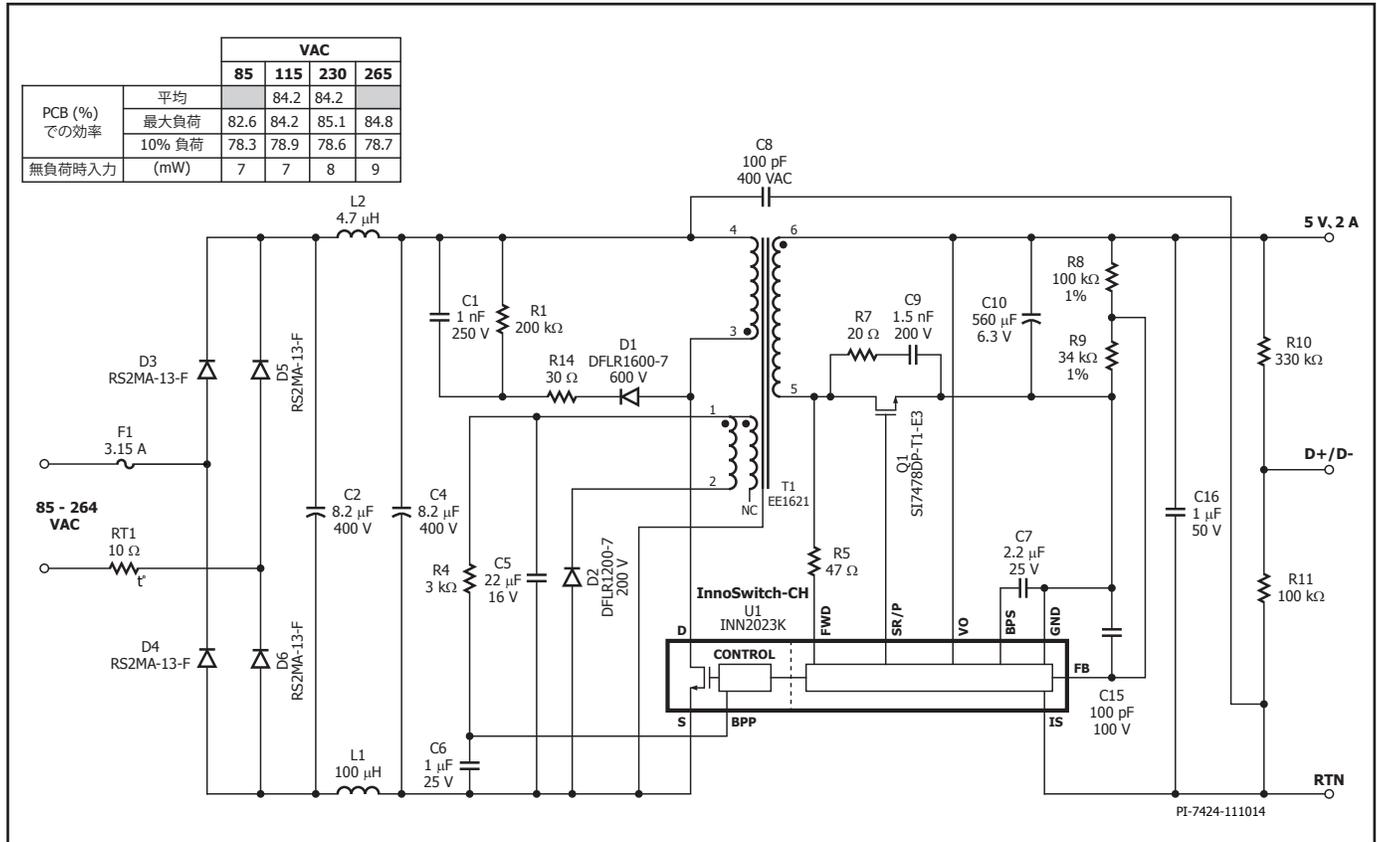


図 14. 5 V、2 A ユニバーサル入力チャージャー

図 14 は、INN2023K 機能内蔵型電源コントローラを使用して、5 V、2 A CV/CC 対応で、低コストで非常に高効率なチャージャー用回路です。

この 5 V 単出力チャージャー設計は、DoE レベル 6 及び EC CoC 5 準拠 (要求 79% に対して実測 84%) 及び 10 mW 以下の無負荷時入力電力を特長としています。InnoSwitch-CH デバイスで実現される機能内蔵により、合計部品点数が通常 45 以上のところ、わずか 32 に減ります。U1 の内蔵二次側同期整流 (SR) コントローラにより、効率を高めてホットスポットを除きつつ、高価な高電流ショットキー バリア ダイオードを、低コスト MOSFET に置き換えることができます。二次側にコントロールにより、通常 SR に関連する相互干渉の問題が、あらゆる状況でなくなります。

入力ステージには、D3-D6 の仕様を超える突入電流やヒューズ溶断を防ぐため、小型サーミスタ (RT1) が必要です。

コンデンサ C2 及び C4 の総入力コンデンサ容量は、次の AC サイクルで入力がリフレッシュされる直前の最低 DC 電圧でも、動作可能なコンバータ、85 VAC でフル出力電力を維持するのに十分です。DC 電圧は、T1 の一次巻線に印加されます。一次巻線のもう一方の端は、InnoSwitch-CH IC に内蔵された MOSFET に接続されます。

ダイオード D1、抵抗 R1 と R14、及びコンデンサ C1 で形成される低コスト RCD クランプは、MOSFET のターンオフの時、InnoSwitch-CH IC のピークドレイン電圧を制限します。クランプにより、トランス T1 の漏れリアクタンスに蓄えられたエネルギーが放熱され、U1 の DRAIN ピンにおけるターンオフ電圧スパイクが効率的に安全な値に制限されます。

InnoSwitch-CH IC は自己バイアス型で、AC が初めて印加されるときに内蔵高電圧電流ソースを使用して PRIMARY BYPASS ピン コンデンサ (C6) を充電します。通常動作時、一次側コントローラには、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 を使用して整流され、コンデンサ C5 により、フィルタされます。抵抗 R4 は、InnoSwitch-CH IC (U1) の PRIMARY BYPASS ピンに供給される電流を制限し、IC 供給電流に近くなるようにして無負荷時入力電力が最低限になるようにします。

出力レギュレーションは、ON/OFF 制御により、達成されます。有効なスイッチング サイクルの数は、出力負荷に基づいて制御されます。負荷が高い場合、ほとんどのスイッチング サイクルは有効で、負荷が軽い場合または負荷がない場合、ほとんどのサイクルは無効またはスキップされます。一度サイクルが有効になると、一次側電流がデバイス カレント リミットまで徐々に上昇して特定の動作状態になるまで、MOSFET はオンのままとります。一次側電流スイッチング パターンの高周波成分が、トランス磁束密度が軽負荷になるまで、可聴領域以上のもまとなるよう 4 つの動作状態 (カレント リミット) が設定されているため、可聴領域ノイズ生成が非常に低いレベルです。

InnoSwitch-CH IC の二次側は、出力電圧、出力電流検出、及び同期整流を行う MOSFET へのドライブを提供します。

トランスの二次側は、MOSFET Q1 によって整流され、コンデンサ C10 によってフィルタされます。抵抗 R7 と C9 は、ラジエーション EMI を作成する可能性があるスイッチング期間中の高周波数リングングを制限します。Q1 の、InnoSwitch-CH IC 内蔵の二次側コントローラによって、抵抗 R5 を介して検出された巻線電圧に基づいてオンになり、IC の FORWARD ピンにフィードされます。

連続動作モード時、Q1 は、二次側が一次側からの新しいスイッチング サイクルを命令する直前に、オフになります。不連続動作モード時、Q1 は、MOSFET にわたる電圧がスレッシュホールドを約 -24 mV [$V_{\text{SR(TH)}}$] 下回ると、オフになります。

SR と一次側 MOSFET 両方の制御が二次側で行われるため、2 つの MOSFET が同時に ON する可能性はありません。Q1 がオンになる期間は最大化され、低損失となり、並列ショットキーダイオードは不要となり、SR コントローラを別に使用した場合と比較して、低コスト高 RDS(ON) の MOSFET を使用したときと、同等の効率となります。

InnoSwitch-CH IC の二次側は、二次側巻線順方向電圧から、または出力電圧から、自己給電します。InnoSwitch-CH IC (U1) の SECONDARY BYPASS ピンに接続されたコンデンサ C7 は、内部回路のためのデカップリングコンデンサです。

CC (定電流) 動作中、出力電圧が落ちると、デバイスは二次側巻線から直接自己給電します。一次側パワー MOSFET のオン時間中、二次側巻線に現れる順方向電圧は、抵抗 R5 及び内部レギュレータを介してデカップリングコンデンサ C7 を充電するために使用されます。これにより、出力電流レギュレーションが 2.5 V まで対応可能です。このレベルを下回ると、ユニットは、出力負荷が減るまで、オートリスタートになります。

出力電流は、ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピン間で内部的に、損失を削減するために約 33 mV ($IS_{\text{V(TH)}}$) のスレッシュホールドによって、検出されます。一度内部電流がスレッシュホールドの超過を検出すると、デバイスはスイッチ パルスの数を制約して、固定出力電流を一定にします。

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。出力電圧は抵抗分割回路 R8 及び R9 を経由して検出されます。出力電圧は、FEEDBACK ピンで 1.265 V の電圧が得られるように制御されます。コンデンサ C15 は FEEDBACK ピンに対するデカップリングを行うことで、安定した動作を確保し IC がスイッチングノイズの影響を受けることを防ぎます。

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小連続出力電力レベルを示しています。

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。入力容量の値は、AC 入力設計に対するこれらの条件を満たす値にする必要があります。
2. 82% を超える効率。
3. I_f がデータシートに記載されている最小の値。
4. $\pm 10\%$ のトランスの一次インダクタンス公差。
5. 110 V の出力の跳ね返り電圧 (V_{OR})。
6. 同期整流器を使用し、出力電圧は 12 V 。
7. ピーク電力及びオープン フレーム電力設計ではハイ カレントリミットを選択し、アダプタ設計では標準カレントリミットを選択。
8. 部品は大きな銅面にはんだ付けした SOURCE ピンで基板に実装されており、ヒートシンクは SOURCE ピンの温度を $110 \text{ }^\circ\text{C}$ 以下に保つために使用。
9. オープン フレーム設計で $50 \text{ }^\circ\text{C}$ 、密閉型アダプタで $40 \text{ }^\circ\text{C}$ の周囲温度。

*値が 1 以下の場合、 K_p は一次電流のピークに対するリップルの比率です。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、MOSFET がオンの場合に初期カレントリミット (I_{INT}) を超えることを防ぎます。

過電圧保護

InnoSwitch-CH IC の出力過電圧保護では、約 7.6 mA 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内部ラッチを使用します。内部フィルタに加え、PRIMARY BYPASS ピン コンデンサは外部フィルタを形成します。この外部フィルタは偶発的なトリガからノイズ耐性を高めます。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、整流されフィルタされたバイパス巻線電圧からツェナー ダイオードを PRIMARY BYPASS ピンに接続 (図 14 では R4 と並列) することで実現します。ツェナー ダイオードの電圧がバイパス巻線電圧を約 6 V 上回る (22 V のバイパス巻線の場合 28 V) ように選択すると、ほとんどの設計で良好な OVP 特性を得ることができます。電圧は、漏れインダクタンスの変動を補正するよう調整されることがあります。更にフィルタを追加するには、小さい値 (10Ω から 47Ω) の抵抗をバイパス巻線ダイオードや OVP ツェナーと直列に挿入します。また、OVP ツェナーダイオードと直列の抵抗は、BYPASS ピンへの最大電流も制限します。

無負荷時待機電力の削減

InnoSwitch-CH 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できます。ただし InnoSwitch-CH IC の起動後は、PRIMARY BYPASS ピンへの電流供給にバイパス巻線が必要です。それには、補助巻線またはバイパス巻線にトランスが必要になります。PRIMARY BYPASS ピンにバイパス回路を設けるバイパス巻線を追加することで、無負荷時消費電力が 10 mW 未満の電源を設計できます。図 14 の抵抗 R4 は、無負荷時入力電力が最小になるように調整する必要があります。

音鳴り

InnoSwitch-CH IC で使用されるサイクル スキップ モードの動作では、トランス内で可聴周波数成分が発生する可能性があります。この音鳴りの発生を制限するために、トランスはピーク コア磁束密度が 3000 Gauss (300 mT) 未満になるように設計する必要があります。このガイドラインに従い、標準のトランス製造技術である浸漬ワニス処理を行うことで実質、可聴ノイズをゼロにできます。一次容量が大きくなり、損失が増えることとなるため、トランスの真空含浸処理は行わないでください。より高い磁束密度でも設計できますが、音鳴りの特性を、設計終了前にトランスの量産サンプルを使用して慎重に評価する必要があります。Z5U など、誘電体を使用したセラミック コンデンサをクランプ回路 (特にバイパス回路 (図 14 の C1 及び C5)) に使用する場合にも、可聴ノイズが発生する可能性があります。その場合は、クランプにはフィルム タイプ、またはバイパスには電解など、別の誘電体または構造を使ったコンデンサに交換してみてください。

部品の選択

InnoSwitch-CH 一次側回路の部品

BPP コンデンサ

InnoSwitch-CH IC の PRIMARY BYPASS ピンから接続されたコンデンサによって、一次側コントローラのデカップリングが行われ、カレントリミットが選択されます。InnoSwitch-CH データシートに示すように、 $0.1 \mu\text{F}$ 、 $10 \mu\text{F}$ または $1 \mu\text{F}$ のコンデンサをします。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 の近くに配置してスイッチング電源をコンパクトに設計できることから、表面実装の多層セラミック コンデンサが推奨されます。容量の最小要件を満たすには、 16 V または 25 V 定格の X5R または X7R 誘導体コンデンサが推奨されます。

バイアス巻線と外部バイアス回路

MOSFET の DRAIN ピンから InnoSwitch-CH 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整流器とフィルタ コンデンサと合わせてバイアス巻線を取り付け、少なくとも 1 mA の電流を PRIMARY BYPASS ピンに供給するバイアス回路を作成します。

バイアス巻線については、最低の負荷条件（または無負荷）における充電器の最低定格出力電圧で、バイアス巻線に対して 9 V が供給される巻線比を選択します。電圧がこの値を下回ると、無負荷時入力電力が予想よりも高くなります。

無負荷時に 230 VAC の入力電圧で充電器を動作させる場合、無負荷時消費電力を 10 mW 未満にするには、外部回路からのバイアス電流を約 300 μ A に設定します。

一般的にラジエーション EMI が高くなる高速または超高速ダイオードのリカバリーに突入電流の発生を防ぐには、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ータイプの整流ダイオードが推奨されます。

コンデンサにかかる最高電圧の 1.2 倍の電圧定格が得られる、少なくとも 22 μ F のフィルタ コンデンサが推奨されます。このコンデンサでは、最高定格出力電圧及び定格負荷で最低入力 AC 電源電圧が供給された場合に、最高電圧がかかります。

一次側検出 OVP (過電圧保護)

バイアス巻線出力にかかる電圧は、電源出力電圧に応じて変わります。厳密ではないものの、出力電圧の状態は、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 ダイオードでは、設定された制限を超えて出力電圧が上昇する原因になる異常状態を確実に検出できます。その場合、異常状態による部品の損傷を防止するために一次側コントローラがラッチオフされます。

バイアス巻線の出力の最高電圧は、通常の定常状態の定格最大負荷と定格最小入力電圧に加えて、負荷過渡条件の下でも測定することが推奨されます。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、通常の動作条件の下では OVP 保護が動作せず、異常状態でのみ動作するようになります。

一次側検出 OVP 保護を使用することを強く推奨します。

一次側スナバクランプ

回路の例に示すように、スナバ回路は一次側で使用する必要があります。それによって、各スイッチング サイクル時に MOSFET をオフにした瞬間に、MOSFET のドレインで過剰な電圧スパイクが発生することが防止されます。従来の RCD クランプを使用することもできますが、RCDZ クランプを使用すれば効率が最大になります。図 14 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。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ータイプのダイオードが推奨されます。それによってクランプからの部分的な電力回復が可能になり、効率が改善されます。

InnoSwitch-CH 二次側回路の部品

SECONDARY BYPASS ピン – デカップリング コンデンサ

InnoSwitch-CH IC の SECONDARY BYPASS ピンのデカップリングを行うには、2.2 μ F、25 V の多層セラミック コンデンサを使用します。値が大きすぎ

ると起動時に出力電圧のオーバーシュートが発生し、値が低いと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。電圧の印加によってセラミック コンデンサの容量が低下するため、動作時の実際の値を保証するには 25 V の定格が必要になります。そのため、例に示す 10 V の定格は推奨されません。最良の結果を得るには X5R または X7R の誘電体を持つコンデンサを使用してください。

FORWARD ピン抵抗

十分な IC 電流を供給するために、47 Ω 、5% の抵抗を推奨します。同期整流器が動作するタイミングなどデバイスの動作に影響するため、これを上回るまたは下回る抵抗値は使用しないでください。

SR MOSFET の動作及び選択

二次巻線ではシンプルなダイオード整流器とフィルタでも十分ですが、SR MOSFET を使用することで、欧州 CoC と米国 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、SR MOSFET で二次側コントローラがオンになります。SR MOSFET ゲートは InnoSwitch-CH IC の SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに直接接続します。SR MOSFET のゲート回路にはそれ以上の抵抗は追加しないでください。

SR MOSFET のドレイン電圧が -24 mV ($V_{SR(TH)}$) を下回ると、SR MOSFET がオフになります。したがって、非常に小さな $R_{DS(ON)}$ で MOSFET を使用すると、MOSFET の ON 時間が短縮され、MOSFET のボディ ダイオードまたは外付け並列ショットキー ダイオードに電流が流れるため、逆効果になる場合があります。

定格出力が 5 V、2 A の設計では、18 m Ω $R_{DS(ON)}$ の MOSFET が適切です。SR MOSFET ドライバでは電源出力用に二次 SECONDARY BYPASS ピンが使用され、この電圧は通常 4.4 V です。したがってスレッシュホールド電圧が高すぎる MOSFET は適切ではありません。スレッシュホールド電圧（絶対最大）が 4 V の MOSFET を使用することも可能ですが、1.5 V から 2.5 V の低いスレッシュホールド電圧の MOSFET が適しています。

フライバック サイクルの開始と SR MOSFET 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 ダイオードが動作します。外付け並列ショットキー ダイオードを使用した場合、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。InnoSwitch-CH IC がフライバック サイクルの終了を検出すると、SR MOSFET $R_{DS(ON)}$ の電圧が 24 mV を下回り、フライバック サイクルの残りの部分は SR MOSFET 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 MOSFET と並列にショットキー ダイオードを追加することで効率が向上しますが、通常は 1 A 表面実装ショットキー ダイオードだけでも十分です。ゲインは大きくなく、5 V、2 A 設計では、外付けダイオードによって全負荷時のエネルギー効率が 85 VAC で 0.1% 程度、230 VAC で 0.2% 程度向上します。

ショットキー ダイオードと SR MOSFET の電圧定格は、トランスで使用される巻数比に基づいて、予想されるピーク逆電圧 (PIV) の少なくとも 1.3 ~ 1.4 倍が必要です。60 V 定格の MOSFET とダイオードが、60 V 未満の V_{OR} を使用するほとんどの 5 V 設計に適しています。

二次容量及び MOSFET 容量 (COSS) の漏れリアクタンス間にインタラクションがあると、一次 MOSFET のターンオン時の巻線の逆電圧によって、電圧波形の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が、抵抗値が大きいと効率が著しく低下します。ほとんどの設計では、1 nF ~ 1.5 nF の容量が適切です。

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 が非常に低いと同時に RMS リップル電流が高い、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、小型の充電器やアダプタの設計が可能になります。

通常は、どのアンペアの出力電流でも 200 μ F ~ 300 μ F のアルミニウムポリマー容量で十分です。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。最高出力電圧に対して十分なマージン (20% 超) を持つ、電圧定格が高い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

出力電圧フィードバック ピンの公称電圧は 1.265 V (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、出力電圧が公称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、InnoSwitch-CH IC の SECONDARY GROUND ピンの FEEDBACK ピンに接続する必要があります。このコンデンサは、物理的に InnoSwitch-CH IC の近くに配置します。フィードバック分割回路の上側分割抵抗に R-C ネットワークを接続することもできます。一般に、1 nF の容量と 1 k Ω の抵抗の RC ネットワークによって優れた過渡応答が得られ、起動時の出力電圧のオーバーシュートとグループパルス現象が防止されます。

二次電流シャントの保護ダイオード

InnoSwitch-CH IC には、CC モードでの正確な動作を可能にする二次側電流センス機能があります。出力電流がデータシートに指定されている定電流レギュレーションのスレッシュホールドを超えると、電源が CV モードから CC モードに自動的に切り替わります。

出力を検出するために、負荷電流が ISENSE ピンから内部シャントを通じて IC の SECONDARY GROUND ピンに流れます。シャント電圧が 33 mV を超えると CC 動作に切り替わります。検出される電圧が低いと消費電力も低くなります。

出力短絡時には、内部シャントを通じて出力フィルタ コンデンサ (図 1 の C10) が即座に放電されます。出力電圧によっては、シャントで放電される電力の出力容量と短絡インピーダンスの値が非常に大きくなる場合があります。

IC の損傷を防止するために、出力電圧が 5 V を超える設計では ISENSE と SECONDARY GROUND ピンの間に外付け 1 A ショットキー ダイオードを配置することを推奨します。その場合は電源が出力ターミナルで短絡されます。このダイオードを使用する場合は、アノードを ISENSE ピンに接続し、カソードを SECONDARY GROUND ピンに接続します。

基板レイアウトに関する推奨事項

InnoSwitch-CH IC で推奨される基板レイアウトについては図 15 を参照してください。

一点接地

入力フィルタ コンデンサから銅パターン上の SOURCE ピンへの接続は、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 ピンの近傍に直接配置し、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 InnoSwitch-CH 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 を削減するには、クランプ部品からトランス及び InnoSwitch-CH IC までのループを最小化します。

温度に関する注意事項

SOURCE ピンは IC リード フレームに内部で接続され、デバイスから熱を除去するための主要な経路となります。したがって、一点接地だけでなくヒートシンクとしても機能させるためには、SOURCE ピンを、InnoSwitch-CH IC の下の銅箔部に接続する必要があります。銅箔部は EMI に影響しないノードに接続しているため、より良い放熱のために銅箔部をできるだけ大きくする必要があります。同様に出力 SR MOSFET については、SR MOSFET で放熱されるパッケージのピンに接続する PCB 面積を最大にします。

InnoSwitch-CH IC の温度を絶対最大限度未満に維持するために、基板上では十分な銅箔部を確保する必要があります。InnoSwitch-CH IC の SOURCE ピンがはんだ付けされる銅箔パターンの銅箔部は、充電器が定格最大負荷の下で最低定格入力 AC 電源電圧で動作した場合に IC 温度が 85 $^{\circ}$ C 未満に維持されるように、十分な面積を確保することを推奨します。その他の固有の要件に応じて、さらにディレーティングを適用することもできます。

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に直接接続する必要があります。このように配置することで、過大なコモンモード サージ電流を迂回させ InnoSwitch-CH IC デバイスに進入するのを防ぎます。注: π 型 (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 MOSFET

最高の性能を実現するには、二次巻線、出力 SR MOSFET、出力フィルタ コンデンサを結ぶループ面積を最小にする必要があります。さらに、十分な放熱のために SR MOSFET のターミナルの銅パターンは、十分に大きく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 入力を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 5 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 ピン及び関連する回路から物理的に離れた位置に配置し、回路の配線を最短にする必要があります。

入力整流器フィルタ コンデンサで構成されるループのループ エリア、一次巻線、及び InnoSwitch-CH IC の一次側 MOSFET は、できるだけ小さくする必要があります。

図 15 に、InnoSwitch-CH IC に基づく充電器のデザイン例を示します。この設計の検討項目を図に示し、以下それらについて説明します。

EMI 低減に関する推奨事項

1. 一次側と二次側の電源回路で部品を適切に配置しループ エリアを小さくすることで、ラジエーション EMI と伝導 EMI を最小限にすることができます。これらのループではループ 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、ラジエーション 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、ラジエーション 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軽減するには、通常は充電器の入力でコモン モード チョークが必要になります。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。入力時にコモン 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 とラジエーション EMI のマージンが改善されます。
5. 出力 SR MOSFET に接続した RC スナバの部品の値によって、高周波のラジエーション 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 フィルタを使用して、低周波ディファレンシャル EMI を低減させることができます。
7. A 1 μ F セラミック コンデンサを電源出力に接続することで、ラジエーション EMI を低減させることができます。

音鳴りの抑制に関する推奨事項

InnoSwitch-CH IC で使用するステートマシンによってカレント リミットが自動的に変化し、軽負荷時の動作周波数が制御されます。これにより、軽負荷時の電源の断続的スイッチングによる音鳴りが防止されます。

電源で音鳴りが発生している場合は、音鳴りの低減について以下の事項を検討する必要があります。

1. フライバック トランスが浸漬ワニス処理されていることを確認します。
2. 音鳴りは多くの場合セラミック コンデンサが原因になっています。バイアス巻線と一次側クランプ コンデンサの両方を確認してください。原因を特定するには、クランプ コンデンサを金属化フィルム型に変え、バイアス巻線を電解型に変えます。最も一般的な音鳴りの原因はバイアス コンデンサです。
3. バイアス巻線のフィルタ コンデンサから音鳴りが発生している場合は、一般的に電圧定格が高いコンデンサを使用することで問題を解決できます。基板レイアウトと物理的な筐体サイズによる制約がある場合は、代わりに電解コンデンサを使用します。
4. トランスの AC 磁束密度 (ΔB) を減らすことも、コアからの音鳴りを低減させることができます。
5. 二次巻線がフライング リードで終了する場合は、巻線が振動してボビンまたは他の巻線に接触していないかどうかを確認します。
6. 音鳴りの原因になるグループパルス (複数のスイッチング サイクルの後にスイッチング動作が停止する) の兆候が見られないかどうか、基板を確認します。グループパルスは、フィードバック ノードがスイッチング ノイズの影響を受ける不適切な基板レイアウトが原因になる場合があります。このアプリケーション ノートに示す、FEEDBACK ピンのデカップリングと進相 RC 回路に関するガイドラインを参照できます。フィードバック分割回路に関連する基板レイアウトにおける推奨事項に従っていることを確認してください。

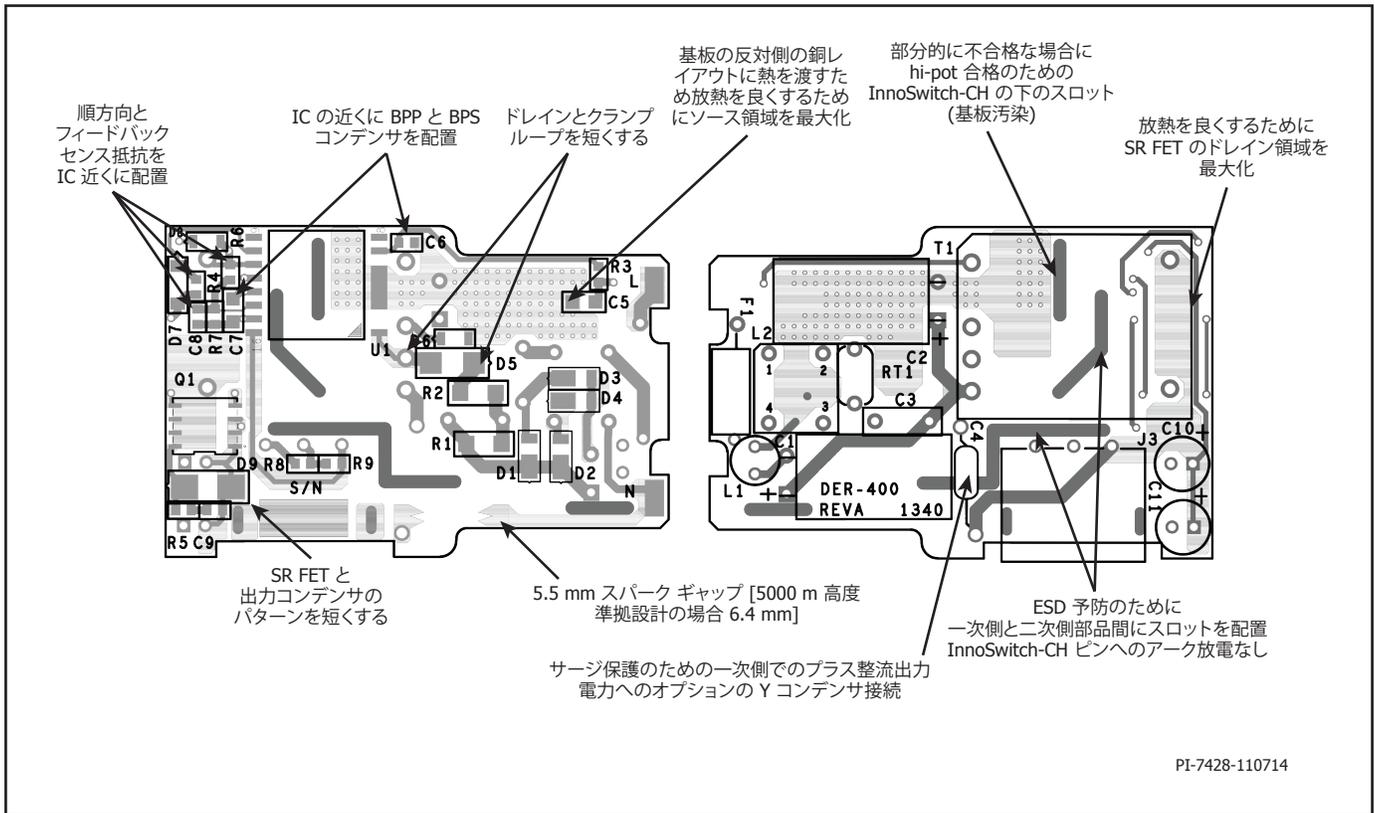


図 15. PCB レイアウトのガイドライン。底部 (左側)、上部 (右側)

トランス設計に関する推奨事項

トランス設計では、電源が定格電力を最小動作電圧で供給できるようにする必要があります。電源の整流 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。3 $\mu\text{F}/\text{W}$ でも十分なマージンが得られますが、DC バスの電圧が常に 70 V を超えるようにするには、少なくとも 2 $\mu\text{F}/\text{W}$ が推奨されます。DC バスのリップルを測定し、その電圧によってトランスの一次巻線のインダクタンス選択の設計計算を確認します。

出力の跳ね返り電圧、 V_{OR} (V)

このパラメータは、ダイオードまたは SR の導通時間内にトランスの巻線数に比例して一次側に跳ね返ってくる二次巻線電圧です。ほとんどの 5 V のみの設計では、60 V の V_{OR} が最適です。設計を最適化するため、次の事項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、InnoSwitch-CH 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 MOSFET 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増大し、電源効率が低下します。
4. V_{OR} を大きくすると、二次側のピーク電流と RMS 電流が増大します。これにより、二次側の銅損及びダイオードでの損失が大きくなる場合があります。

リップル/ピーク電流比、 K_p

値が 1 未満 (連続動作モード) の場合、 K_p は一次電流のピークに対するリップルの比率です (図 16)。

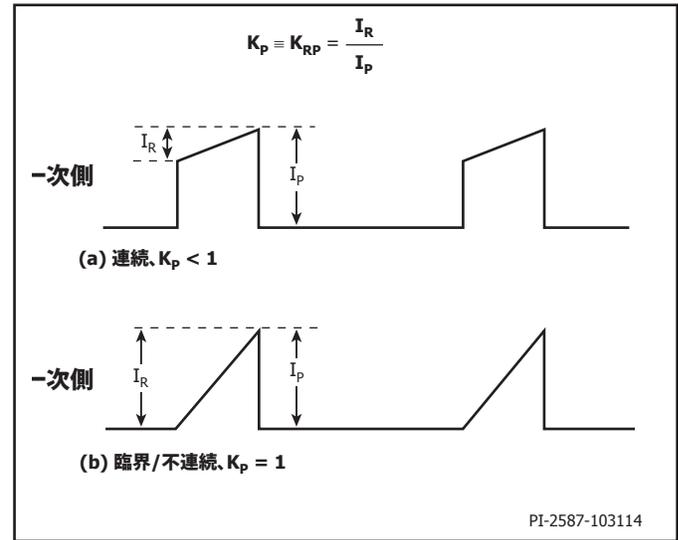


図 16. 連続モードでの電流波形、 $K_p \leq 1$

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

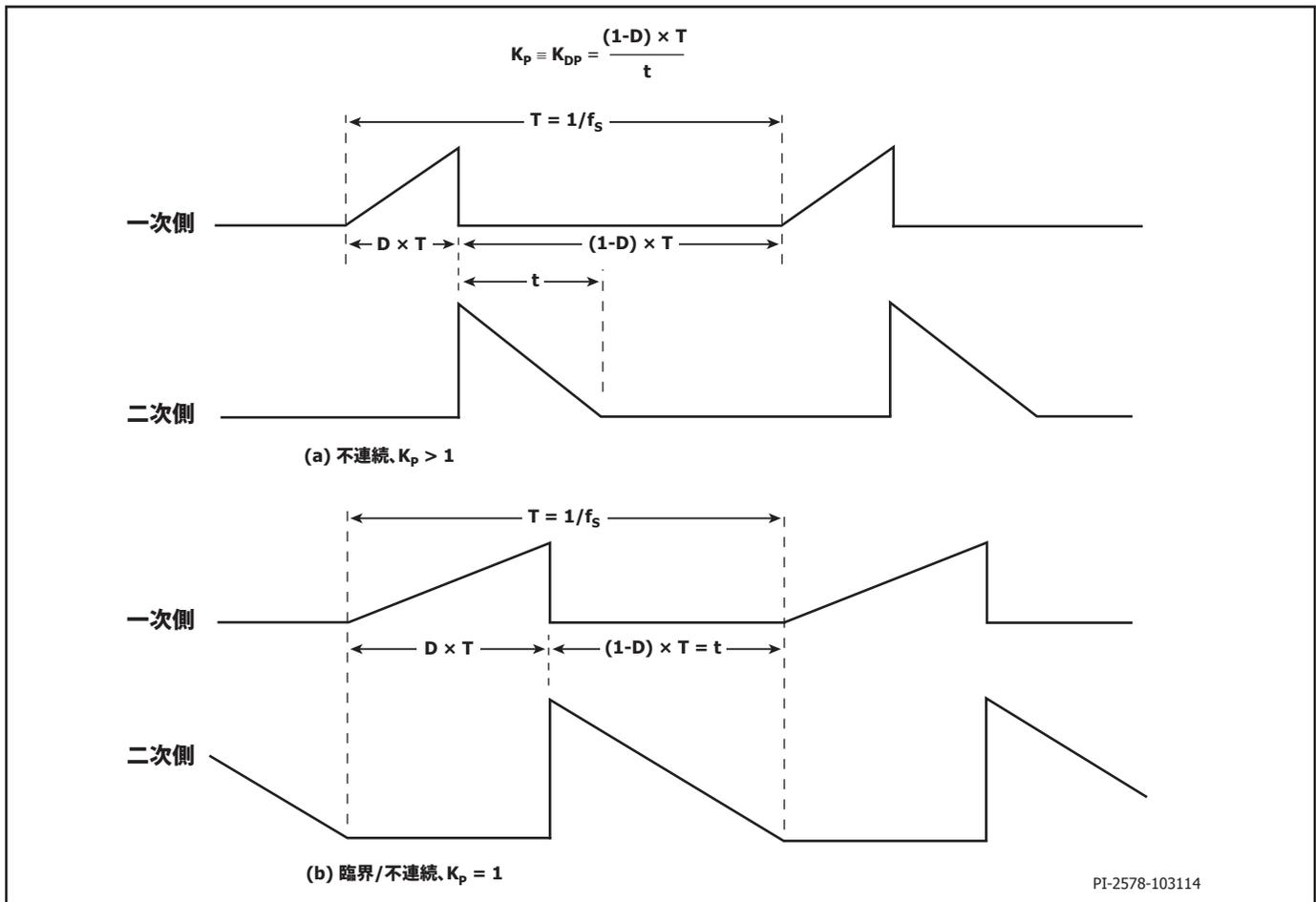


図 17. 不連続モードでの電流波形、 $K_p \geq 1$

値が 1 以上 (不連続動作モード) の場合、 K_p は一次 MOSFET のオフ時間に対する二次ダイオード導通時間の比率です。

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

ほとんどの InnoSwitch-CH 設計で、 K_p は最小 DC バス電圧 70 V で約 0.9 にすることを推奨します。

K_p の値が 1 未満である場合は、一次 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 MOSFET でスイッチング損失が増大し、InnoSwitch-CH の温度が上昇します。

コア タイプ

最適なコアは、充電器として使用する筐体の物理的な設計上の制約に応じて異なります。低損失のコアは、筐体が小さいために設計上の温度要件が厳しい充電器でのみ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。ユニバーサル入力電圧を使用する場合、通常はマージン合計 6.2 mm が必要であり、値 3.1 mm をスプレッドシートに入力します。垂直置ききの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同様に 3.1 mm を入力します。

絶縁電線を使用する設計であっても、必要な安全沿面距離を確保するためにマージンを小さくする必要があります。通常、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違います。必要な固有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、安全規格担当者またはトランスの製造元にご相談ください。

マージン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、マージンの構造が適切でない場合があります。InnoSwitch-CH IC を使用した小型の充電器では、二次側で 3 層絶縁電線を使用することで、マージンが不要になります。

一次側巻線層数、L

一次側巻線層数 L の範囲は $1 < L < 3$ でなければならず、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 層を超える設計が可能ですが、漏れインダクタンスの増加と、巻線の物理的スペースを検討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。この配置では通常コモンモードフィルタを追加する必要があり、コストが増大するため、多くの場合低電力の充電器には適しません。

動作時の最大磁束密度、 B_m (ガウス)

通常動作時は、起動時や出力ショート条件での最大磁束密度を制限するために、最大値 3000 ガウスを推奨します。これらの条件の下では出力電圧が低く、MOSFET 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カレントリミットで 3000 ガウスという値を設定することで、InnoSwitch-CH IC 内蔵の保護機能と併せて、起動中や出力ショート状態でのコアの飽和を防ぐために十分なマージンを確保できます。

トランスの一次インダクタンス (L_p)

最小動作電圧と必要な V_{OR} を決定すれば、トランスの一次インダクタンスを計算できます。選択したインダクタンス値が、InnoSwitch-CH IC のデータシートにある最大デューティサイクル仕様に違反しないように注意する必要があります。トランスの設計には、無償の PI Expert Suite に含まれている PIXI 設計スプレッドシートをお役立て下さい。

設計のクイック チェックリスト

いかなる電源設計においても InnoSwitch-CH を使用する場合はすべて、最悪条件で部品仕様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。

最低限、次の試験を行うことを強く推奨します。

1. 最大ドレイン電圧 – 最大入力電圧及びピーク (過負荷) 出力電力で VDS が 600 V を超えないことを検証します。650 V BV_{DSS} 仕様に対する 50 V のマージンは、設計によるばらつきを考慮したマージンです。
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出力 (過負荷) 電力で、ドレイン電流の波形を検証してトランスの飽和とリーディング エッジ電流スパイクが起動時に発生しないことを確認します。定常状態で繰り返し、リーディング エッジ スパイク電流が $t_{LEB(MIN)}$ の最後に $I_{LIMIT(MIN)}$ を下回っているかどうか確認します。すべての条件において、最大ドレイン電流は仕様の絶対最大定格よりも低くすることが必要です。
3. 温度特性の確認 – 規定の最大出力電力、最小入力電圧、かつ最大周囲温度で、InnoSwitch-CH IC、トランス、出力 SR MOSFET、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。InnoSwitch-CH IC の $R_{DS(ON)}$ には、データシートに指定された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、このバラつきを許容するには InnoSwitch-CH SOURCE ピンの最高温度として 110 °C とすることを推奨します。

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧	-0.3 V ~ 650 V
DRAIN ピン ピーク電流 ³ INN20x3	1200 (2250) mA
INN20x4	1360 (2550) mA
INN20x5	1680 (3150) mA
PRIMARY BYPASS/SECONDARY BYPASS ピン電圧	-0.3 V ~ 9 V
PRIMARY BYPASS/SECONDARY BYPASS ピン電流	100 mA
FORWARD ピン電圧	-1.5 V ~ 150 ⁷ V
FEEDBACK ピン電圧	-0.3 ~ 9 V
SR/P ピン電圧	-0.3 ~ 9 V ⁶
OUTPUT VOLTAGE ピン電圧	-0.3 ~ 15 ⁸ V
保存温度	-65 ~ 150 °C
動作接合温度 ^{4,7}	-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。
- さらに高いピークドレイン電流は、ドレイン電圧が同時に 400 V 未満である時に適用されます。
- 通常は内部回路によって制限されます。
- ケースから 1/16 インチの点で 5 秒間。
- 1.8 V、 $\leq 500\text{ nsec}$ の間隔。図 23 を参照してください。
- FORWARD ピンがマイナス電圧である場合、FORWARD ピンからの最大電流は -40 mA です。
- 15 V での VOUT ピンへの最大電流は 10 mA を超えてはなりません。

熱抵抗

熱抵抗: eSOP-R16B パッケージ:

(θ_{JA})	65 °C/W ² , 69 °C/W ¹
(θ_{JC})	12 °C/W ³

注:

- 0.36 平方インチ (232 mm²)、2 オンス (610 g/m²) の銅箔部に半田付け。
- 1 平方インチ (645 mm²)、2 オンス (610 g/m²) の銅箔部に半田付け。
- ケース温度は、パッケージ上部のプラスチック製表面で測定します。

パラメータ	試験条件	定格	単位
-------	------	----	----

UL1577 の定格 (アダプタの電力定格はディレーティングされた出力容量)

一次側電流定格	ピン (3 ~ 6) からピン 1 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では $T_{CASE} = 120\text{ °C}$)	1.35	W
二次側電流定格	ピン 16 からピン 15 への電流	2.5	A
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

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_{JI} = -40\text{ °C} \sim +125\text{ °C}$ (注 C) (特に指定がない場合)	単位		
			最小	標準	最大

制御機能

出力周波数 一次側と二次側両方の コントローラに適用	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ °C}$	平均	93	100	107	kHz
			ピークトゥピーク ジッター		6		
最大デューティ サイクル	DC_{MAX}	$T_J = 0\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$	60				%

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_{JL} = -40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ (特に指定がない場合)		最小	標準	最大	単位
制御機能 (続き)							
PRIMARY BYPASS ピン供給電流	I_{S1}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (MOSFET スイッチング無し) 注 B を参照			250		μA
	I_{S2}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (MOSFET f_{OSC} でスイッチング) 注 A, C を参照	INN20x3		635	750	
			INN20x4		790	900	
	INN20x5		970	1100			
PRIMARY BYPASS ピン充電電流	I_{CH1}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{BP} = 0\text{ V}$ 注 D, E を参照		-5.4	-4.5	-3.6	mA
	I_{CH2}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{BP} = 4\text{ V}$ 注 D, E を参照		-3.8	-2.9	-2.0	
PRIMARY BYPASS ピン電圧	V_{BPP}	注 D を参照		5.73	5.95	6.15	V
PRIMARY BYPASS ピン電圧ヒステリシス	$V_{BPP(H)}$			0.48	0.56	0.65	V
PRIMARY BYPASS シャント電圧	V_{SHUNT}	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$		6.15	6.45	6.75	V
回路保護							
標準カレントリミット (BPP) コンデンサ = 0.1 μF	I_{LIMIT} 注 E を参照	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x3	611	650	689	mA
		$di/dt = 168\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x4	705	750	795	
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x5	893	950	1007	
ローカレントリミット (BPP) コンデンサ = 10 μF	$I_{LIMIT-1}$ 注 E を参照	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x3	500	550	600	mA
		$di/dt = 168\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x4	591	650	709	
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x5	773	850	927	
ハイカレントリミット (BPP) コンデンサ = 1 μF	$I_{LIMIT+1}$ 注 E を参照	$di/dt = 138\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x3	682	750	818	mA
		$di/dt = 168\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x4	773	850	927	
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN20x5	955	1050	1145	

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_{JI} = -40\text{ °C} \sim +125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
回路保護 (続き)							
電力係数	I^2f	標準カレントリミット、 $I^2f = I_{LIMIT(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 注 A を参照	INN20x3-20x5	$0.87 \times I^2f$	I^2f	$1.15 \times I^2f$	A^2Hz
		ローカレントリミット、 $I^2f = I_{LIMITred(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 注 A を参照	INN20x3-20x5	$0.84 \times I^2f$	I^2f	$1.18 \times I^2f$	
		ハイカレントリミット、 $I^2f = I_{LIMITinc(TYP)}^2 \times f_{OSC(TYP)}$ 注 A を参照	INN20x3-20x5	$0.84 \times I^2f$	I^2f	$1.18 \times I^2f$	
初期カレントリミット	I_{INIT}	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 A を参照		$0.75 \times I_{LIMIT(TYP)}$		mA	
リーディングエッジ ブランキング時間	t_{LEB}	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 A を参照		170	250	ns	
カレントリミット遅延	t_{ILD}	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 A、F を参照			170	ns	
過熱保護	T_{SD}	注 A を参照		135	142	150	°C
過熱シャットダウン ヒステリシス	$T_{SD(H)}$	注 A を参照			75		°C
PRIMARY BYPASS ピンシャットダウン スレッシュホールド電流	I_{SD}			5.6	7.6	9.6	mA
PRIMARY BYPASS ピン起動リセット スレッシュホールド電圧	$V_{BPP(RESET)}$	$T_J = 25\text{ °C}$		2.8	3.0	3.3	V
f_{OSC} 時のオートリスタート ON 時間	t_{AR}	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 G を参照		64	77	90	ms
オートリスタートトリガ スキップ時間	$t_{AR(SK)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 G を参照			1		s
f_{OSC} 時のオートリスタート OFF 時間	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 G を参照				2	s
短絡オートリスタート F_{OSC} 時のオフ時間	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 A、G を参照			0.5		s
出力							
オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	INN20x3 $I_D = 750\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		3.50	4.10	Ω
			$T_J = 100\text{ °C}$ 注 A を参照		5.50	6.30	
		INN20x4 $I_D = 850\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		2.30	2.70	
			$T_J = 100\text{ °C}$ 注 A を参照		3.60	4.20	
		INN20x5 $I_D = 1,050\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.70	2.00	
			$T_J = 100\text{ °C}$ 注 A を参照		2.70	3.10	
OFF 時ドレイン漏れ電流	I_{DSS1}	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}, V_{DS} = 520\text{ V}, T_J = 125\text{ °C}$ 注 H を参照				200	μA

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_{Jl} = -40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
出力 (続き)						
OFF 時ドレイン漏れ電流	I_{DSS2}	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}, V_{DS} = 325\text{ V}, T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 注 A, H を参照		15		μA
ブレークダウン電圧	BV_{DSS}	$V_{BPP} = 6.2\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 注 I を参照	650			V
ドレイン供給電圧			50			V
二次側						
FEEDBACK ピン電圧	V_{FB}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.250	1.265	1.280	V
OUTPUT VOLTAGE ピン オートリスタート スレッシュ ホールド	$V_{OUT(AR)}$	注 K を参照	3.00	3.45	3.65	V
出力ケーブル電圧降下補正率	ϕ_{CD}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	INN202x	1.05	1.06	1.07
			INN200x	–	1.00	–
無負荷時の SECONDARY BYPASS ピン電流	I_{SNL}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		265	315	μA
SECONDARY BYPASS ピン電圧	V_{BPS}		4.25	4.45	4.65	V
SECONDARY BYPASS ピン低電圧スレッシュホールド	$V_{BPS(UVLO)}$		3.45	3.8	4.15	V
SECONDARY BYPASS ピン低電圧ヒステリシス	$V_{BPS(HYS)}$		0.10	0.65	1.2	V
出力 (IS ピン) カレント リミッ ト電圧スレッシュホールド	$IS_{V(TH)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		33		mV
定電流レギュレーション スレッ シュホールド	I_{CC}	$T_J = 0\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	2.0	2.2	2.4	A
正規化された出力電流	I_o	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.00	1.04	1.08	
FEEDBACK ピン AR タイマー	$t_{FB(AR)}$		8			ms
FEEDBACK ピン短絡	$V_{FB(OFF)}$			0.1	0.14	V
同期整流器						
SYNCHRONOUS RECTIFIER ピン スレッシュホールド	$V_{SR(TH)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-19	-24	-29	mV
SYNCHRONOUS RECTIFIER ピン プルアップ電流	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}, f_s = 100\text{ kHz}$	125	162	200	mA

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _{J1} = -40 °C ~ +125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
同期整流器¹ (続き)						
SYNCHRONOUS RECTIFIER ピン プルダウン電流	I _{SR(PD)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF, f _S = 100 kHz	230	280	315	mA
SYNCHRONOUS RECTIFIER ピン駆動電圧	V _{SR}	注 A を参照	4.2	4.4	4.6	V
立ち上がり時間	t _R	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF 注 A を参照	0 ~ 100%	71		ns
			10 ~ 90%	40		
立ち下がり時間	t _F	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2 nF 注 A を参照	0 ~ 100%	32		ns
			10 ~ 90%	15		
出力ブルアップ抵抗	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{SPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA 注 A を参照		11.5		Ω
出力プルダウン抵抗	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{SPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA 注 A を参照		3.5		Ω

注:

- A. このパラメータは各々の電源の特性により、それぞれ規定されます。
- B. これらの条件では動作周波数が非常に低いため、I_{SR} は無負荷時のデバイスの電流消費の予測値です。無負荷時のデバイスの総消費電流は、I_{S1} と I_{DSS2} の合計となります (これには二次損失は含まれません)。
- C. MOSFET がスイッチング動作をしているので、スイッチング電流とドレイン供給電流を区別するのは困難です。この代替手段として、PRIMARY BYPASS ピンの電流を 6.2 V で測定します。
- D. PRIMARY BYPASS ピンは、供給電流を外部回路に供給することを目的としていません。
- E. 正確なカレントリミット値を得るため、定格の 0.1 μF/1 μF/10 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 PRIMARY BYPASS ピン コンデンサ値	コンデンサ定格値に対する公差	
	最小	最大
0.1 μF	-60%	+100%
1 μF	-50%	+100%
10 μF	-50%	N/A

- F. このパラメータは、I_{LIMIT} 仕様で示される di/dt の 1X 及び 4X で測定されるカレントリミットの変化から得られます。
- G. オートリスタートのオン時間には、発振器と同じ温度特性があります (周波数に反比例)。
- H. I_{DSS1} は、BV_{DSS} の 80%、最大動作ジャンクション温度での、最悪条件時のオフ時の漏れ電流です。I_{DSS2} は、最悪アプリケーション条件 (整流 230 VAC) での無負荷時待機電力の標準的な計算値です。
- I. ブレークダウン電圧は最小 BV_{DSS} 仕様に対してドレイン電圧を BV_{DSS} 値を超えない程度まで上げることによって確認できます。
- J. 参考。これは電流センス ボンドワイヤ内の変動を補正する、カレントリミットのスレッシュホールドの全範囲です。両方がトリミングされて正規化された出力定電流が設定されます。
- K. デバイスの VOUT ピンで測定されました。標準的なオートリスタート スレッシュホールドは、負荷条件下のケーブル端で低くなります。

標準パフォーマンス特性

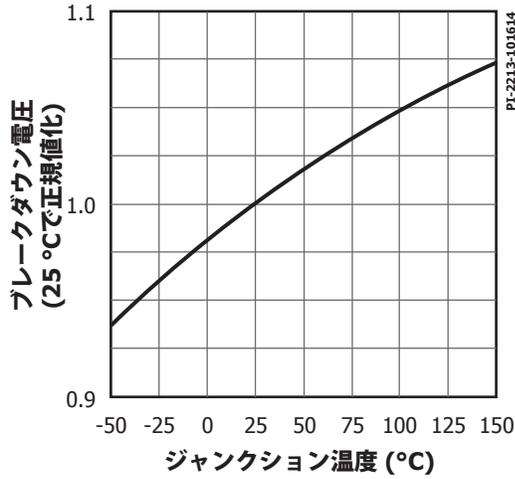


図 18. ブレークダウンと温度

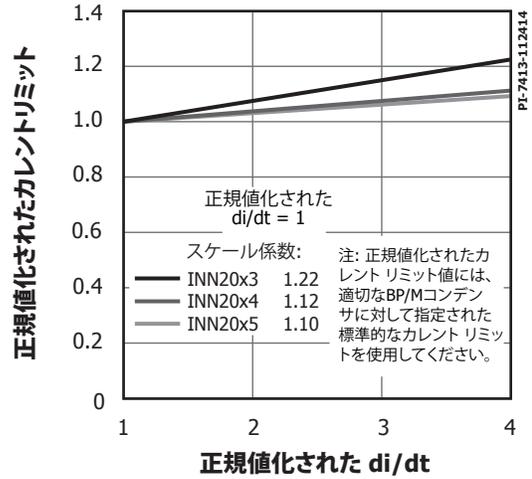


図 19. 標準カレントリミットと di/dt

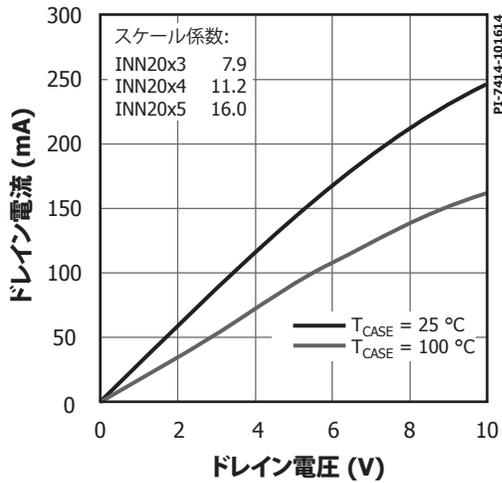


図 20. 出力特性

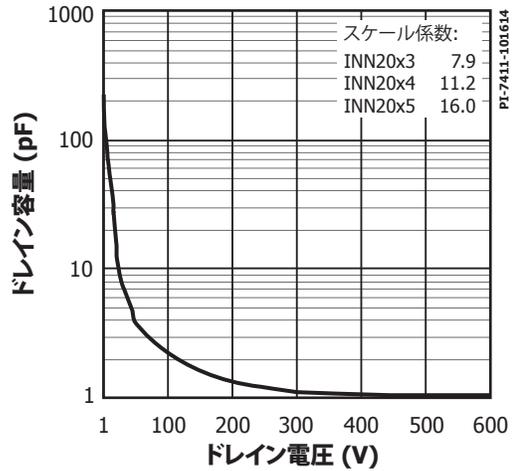


図 21. C_{OSS} とドレイン電圧

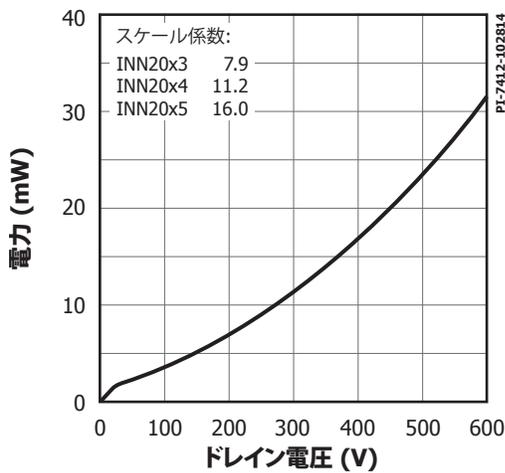


図 22. ドレイン キャパシタンス電力

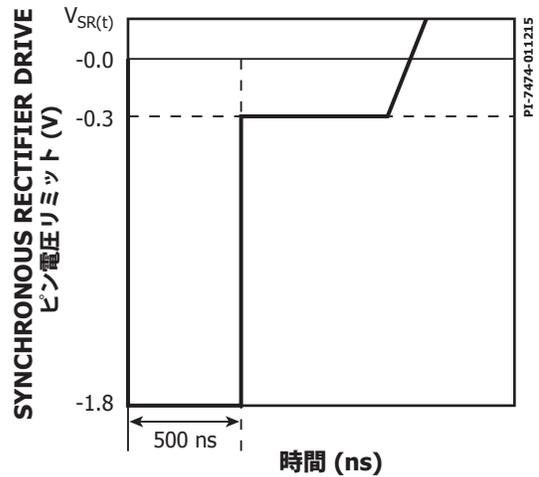
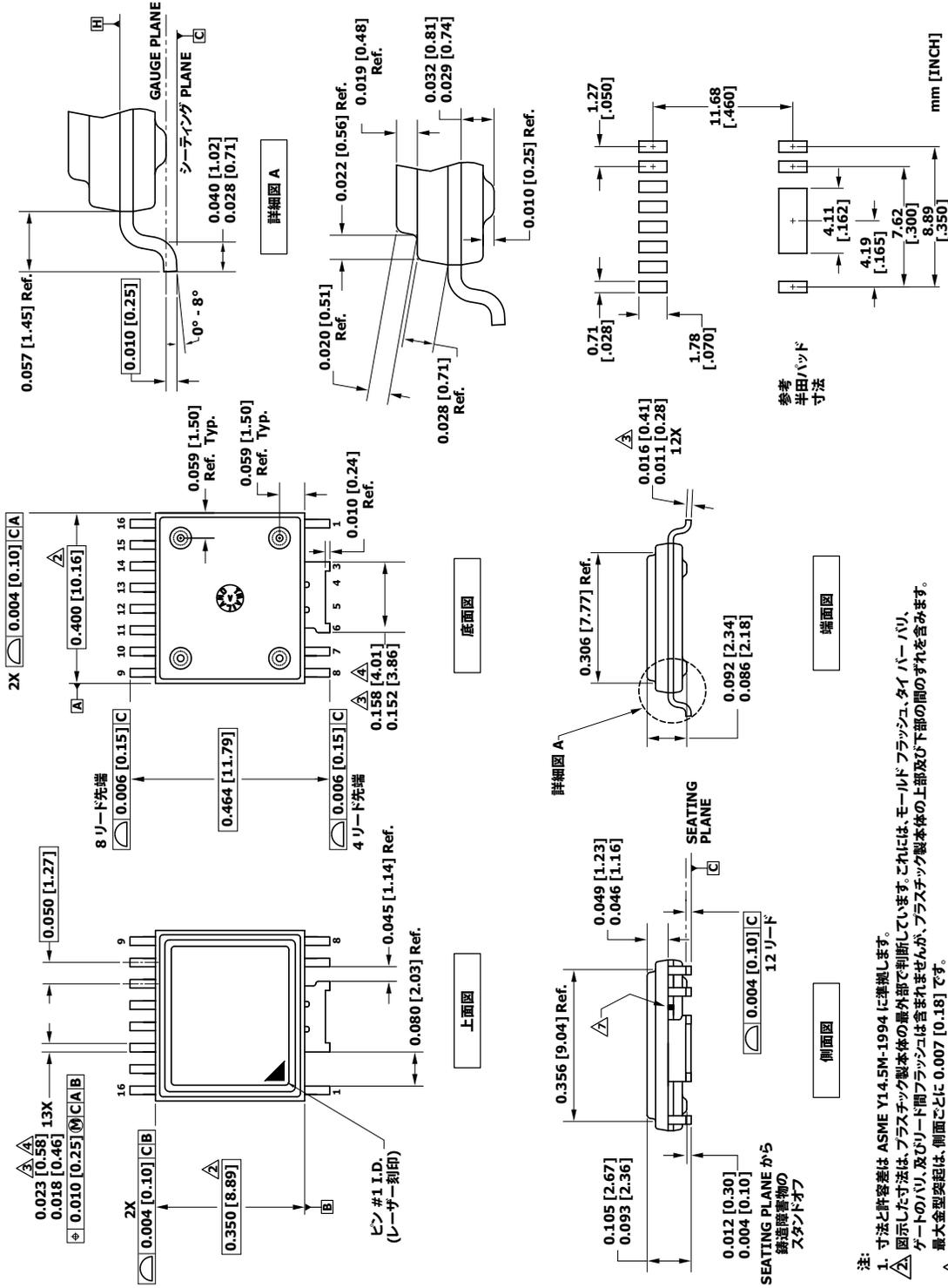


図 23. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンのマイナスイoltage

eSOP-R16B



- 注:
1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M-1994 に準拠します。
 2. 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で判断しています。これには、モールドフラッシュ、タイバーバリ、ゲートのバリ、及びリード間フラッシュは含まれませんが、プラスチック製本体の上部及び下部の間のずれを含みます。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. リード間の溝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. リード 6 と 7 のプラスチックパッケージバックジ本体寸法図/表面の露出金属、内部的にワイドリード 3/4/5/6 に接続されています。

PI-6995-010615
 POD-eSOP-R16B Rev.B

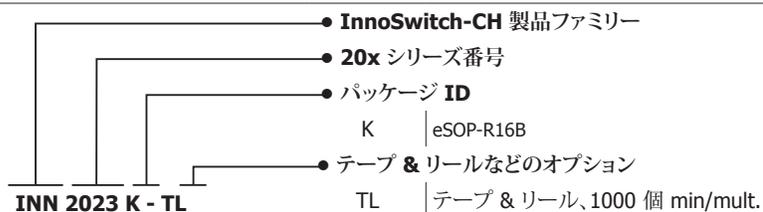
品番コード体系表

製品	ケーブル補正
INN2003 INN2023	0% 6%
INN2004 INN2024	0% 6%
INN2005 INN2025	0% 6%

MSL テーブル

部品番号	MSL 定格
INN2003 INN2023	3
INN2004 INN2024	3
INN2005 INN2025	3

品番コード体系表



改訂	注	日付
A	初回リリース。	2014年11月
B	注 4 を表 1 に追加し、「オートリスタート」セクションを更新し、 $V_{FB(OFE)}$ をパラメータ テーブルに追加し、新しい図 23 を追加し、品番コード体系表を追加し、注 6 と 7 を絶対最大定格テーブルに追加しました。	2015年01月
C	二次側オートリスタートを FEEDBACK ピンの相対仕様から VOUT ピンの絶対スレッシュホールドに修正しました。これは、以前の改訂で誤って記載されていました。量産製造データに基づいて、 $I_{SR(PD)}$ 、 $I_{SR(PU)}$ 、および V_{BPP} リミットを更新しました。	2015年05月
D	5 ページの出力ケーブル電圧降下補正 (CDC) 機能に関連する追加情報を追加しました。	2015年07月
E	UL レポート E358471 に合わせて更新しました。ストレージ、動作ジャンクション、及び環境温度と一次、二次側電流定格パラメータについて増強しました。絶対最大定格テーブルの注 7 は不要となり削除されました。図 5、ページ 1 および $R_{DS(ON)}$ 条件パラメータを更新しました。	2015年08月

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、信頼性または製造性を向上させるために、いつでも製品を変更する権利を留保します。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、潜在的に、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場合があります。Power Integrations の持つ特許の全リストは、www.power.com に掲載されます。Power Integrations は、<http://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植え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ときに動作しないと、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。

PI ロゴ、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、FluxLink、StakFET、PI Expert 及び PI FACTS は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。©2015, 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:
電話: +1-408-414-9665
ファックス: +1-408-414-9765
電子メール:
usasales@power.com

中国 (上海)

Rm 2410, Charity Plaza, No. 88
North Caoxi Road
Shanghai, PRC 200030
電話: +86-21-6354-6323
ファックス: +86-21-6354-6325
電子メール:
chinasales@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
ファックス: +86-755-8672-8690
電子メール:
chinasales@power.com

ドイツ

Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
電話: +49-895-527-39110
ファックス: +49-895-527-39200
電子メール:
eurosales@power.com

インド

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
電話: +91-80-4113-8020
ファックス: +91-80-4113-8023
電子メール:
usasales@power.com

イタリア

Via Milanese 20, 3rd.Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI)
Italy
電話: +39-024-550-8701
ファックス: +39-028-928-6009
電子メール:
eurosales@power.com

日本

Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokohama,
Kohoku-ku
Yokohama-shi Kanagwan
222-0033 Japan
電話: +81-45-471-1021
ファックス: +81-45-471-3717
電子メール:
japansales@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
ファックス: +82-2-2016-6630
電子メール:
koreasales@power.com

シンガポール

51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
電話: +65-6358-2160
ファックス: +65-6358-2015
電子メール:
singaporesales@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
ファックス: +886-2-2659-4550
電子メール:
taiwansales@power.com

イギリス

Cambridge Semiconductor,
a Power Integrations company
Westbrook Centre, Block 5,
2nd Floor Milton Road
Cambridge CB4 1YG
電話: +44 (0) 1223-446483
電子メール: eurosales@power.com