

InnoSwitch4-Pro ファミリー

750V PowiGaN アクティブ クランプ及び同期整流用ドライバ
を内蔵したオフライン CV/CC ZVS 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

- ClampZero™ (アクティブ クランプ IC) と併用する疑似共振 (QR) またはゼロ電圧スイッチング (ZVS) フライバック コントローラ
- 独自のアルゴリズム制御により、DCM と CCM の両方で ZVS を実現
- 堅牢な 750 V PowiGaN™ 一次側パワースイッチ
- 最大 140 kHz の定常時スイッチング周波数によりトランスを最小化
- 同期整流ドライバ及び二次側検出回路
- FluxLink™、HIPOT 絶縁、フィードバック リンクを内蔵
- 低コストの N チャンネル FET ロードスイッチを制御
- 外付け MCU 用の 3.6 V 電源内蔵

I²C インターフェイスによるデジタル制御

- 高精度な CV、CC、CP 制御
- 出力電圧と電流のダイナミック制御
- SR FET 電圧ストレスを軽減する、選択可能な DCM 制御
- I²C トラフィックを軽減する、最適化されたコマンド セット
- 電源ステータスと異常監視のためのテレメトリ

EcoSmart™ - 高エネルギー効率

- 最大 95% の効率
- 入力センス回路及びMCUでの消費電力を含めて無負荷時消費電力 30 mW 未満

優れた保護/安全性

- 直列ロードスイッチ短絡保護
- 出力異常の応答を無効化
- 高速な入力ラインの UV/OV 保護
- プログラム可能な出力 OV/UV 異常の検出と応答
- SR FET のゲートオープン検出
- ヒステリシスを備えた過熱保護機能
- システム異常のための設定可能なウォッチドッグ タイマー

安全規格及び規制に準拠

- 強化絶縁 4000 VAC 以上
- 生産ラインでの HIPOT 100% テストに対応
- UL1577 絶縁耐圧 4000 VAC 及び TUV (EN62368) 安全認証を取得

グリーン パッケージ

- ハロゲン化合物不使用、RoHS 指令適合

アプリケーション

- 高密度電源アダプタ
- USB PD + PPS、QC、VOOC、VFC、SCP を含むマルチプロトコル アダプタ
- ダイレクト充電タイプのモバイルデバイス用充電器
- マルチケミストリ及び汎用バッテリーチャージャー
- 調整可能な CV/CC LED バラスト

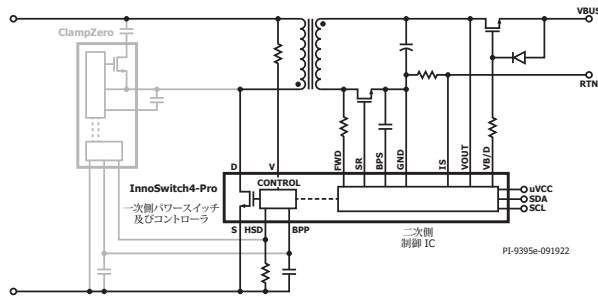


図 1a. 標準的な応用例 - アクティブ クランプ フライバック。(ClampZero 付き)

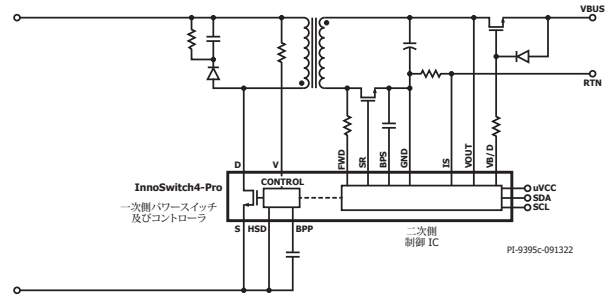


図 1b. 標準的な応用例 - QR フライバック。

出力電力テーブル¹ - ACF モード

製品 ^{4,5}	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	アダプタ ²	オープン フレーム ³	アダプタ ²	オープン フレーム ³
INN4373F	70 W	75 W	60 W	70 W
INN4374F	85 W	90 W	75 W	85 W
INN4375F	90 W	100 W	80 W	90 W
INN4376F	115 W	125 W	100 W	115 W
INN4377F	135 W	145 W	115 W	135 W
製品 ^{4,5}	385 VDC (PFC 入力)			
	アダプタ ²		オープン フレーム ³	
INN4474F	155 W		170 W	
INN4475F	160 W		180 W	
INN4476F	180 W		200 W	
INN4477F	200 W		220 W	

出力電力テーブル¹ - QR モード

製品 ^{4,5}	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	アダプタ ²	オープン フレーム ³	アダプタ ²	オープン フレーム ³
INN4574F	80 W	90 W	65 W	85 W
INN4575F	90 W	100 W	75 W	90 W
INN4576F	105 W	125 W	80 W	115 W
INN4577F	125 W	145 W	90 W	135 W
製品 ^{4,5}	385 VDC (PFC 入力)			
	アダプタ ²		オープン フレーム ³	
INN4674F	145 W		170 W	
INN4675F	155 W		180 W	
INN4676F	170 W		200 W	
INN4677F	185 W		220 W	

テーブル 1. 出力電力テーブル(2 ページのテーブル 1 の注を参照)

概要

InnoSwitch™4-Pro ファミリーの IC は、電源アダプタのサイズを大幅に小型化します。最大 140 kHz のスイッチング周波数と、非常に高いレベルの集積化の組み合わせにより、標準的なアダプタの実装部品点数と PCB 面積を削減できます。

InnoSwitch4-Pro は、アクティブ クランプ IC の ClampZero ファミリーとのシームレスなインターフェイスにより、連続動作モードと不連続動作モードの両方で、ゼロ電圧スイッチングを実現します。また、InnoSwitch4-Pro は、適切な品番の RCD クランプを選択することで、QR モードで動作させることが可能です。全体的なシステム効率は 95% 以上で、熱管理に必要なヒートシンク、スプレッド、ポッティング材を不要とし、さらに、サイズ、部品コスト、製造上の複雑さを削減します。PowiGaN 一次側パワースイッチとコントローラ、絶縁フィードバック、二次側コントローラを I²C インターフェイスと

統合することにより、完全にプログラム可能な高効率電源の開発と製造が簡素化されます。



図 2a. 高沿面距離、安全規格準拠 InSOP-T28D パッケージ。

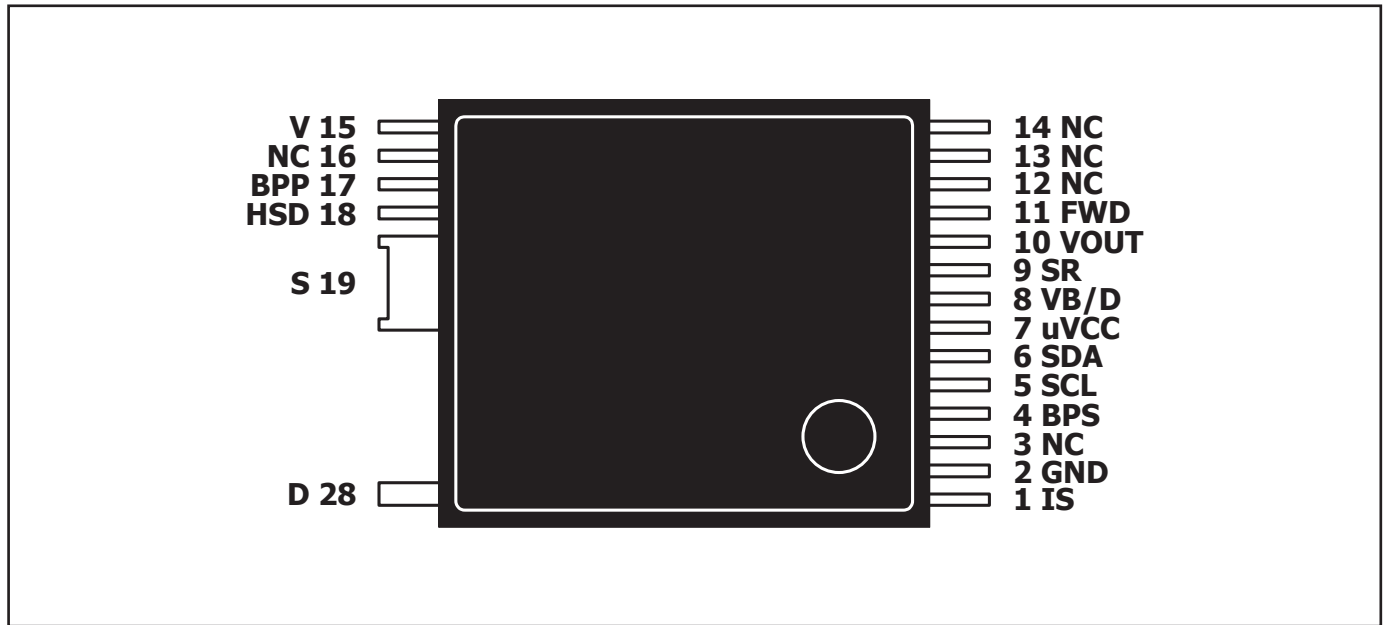


図 2b. ピン配置図

出力電力テーブル 1

注:

1. 設計によって異なりますが、最大出力電力は IC パッケージの最大温度を 125 °C 未満に維持した状態。
2. 周囲温度 40 °C、標準的な換気なしの密閉型標準サイズ アダプタでの最小連続電力。
3. 最小のピーク電力容量。
4. F パッケージ: InSOP-T28D。
5. ユニバーサル AC 入力設計に最適化された INN43xx/INN45xx シリーズ。
PFC 入力によるピーク電力設計に最適化された INN44xx/INN46xx シリーズ。

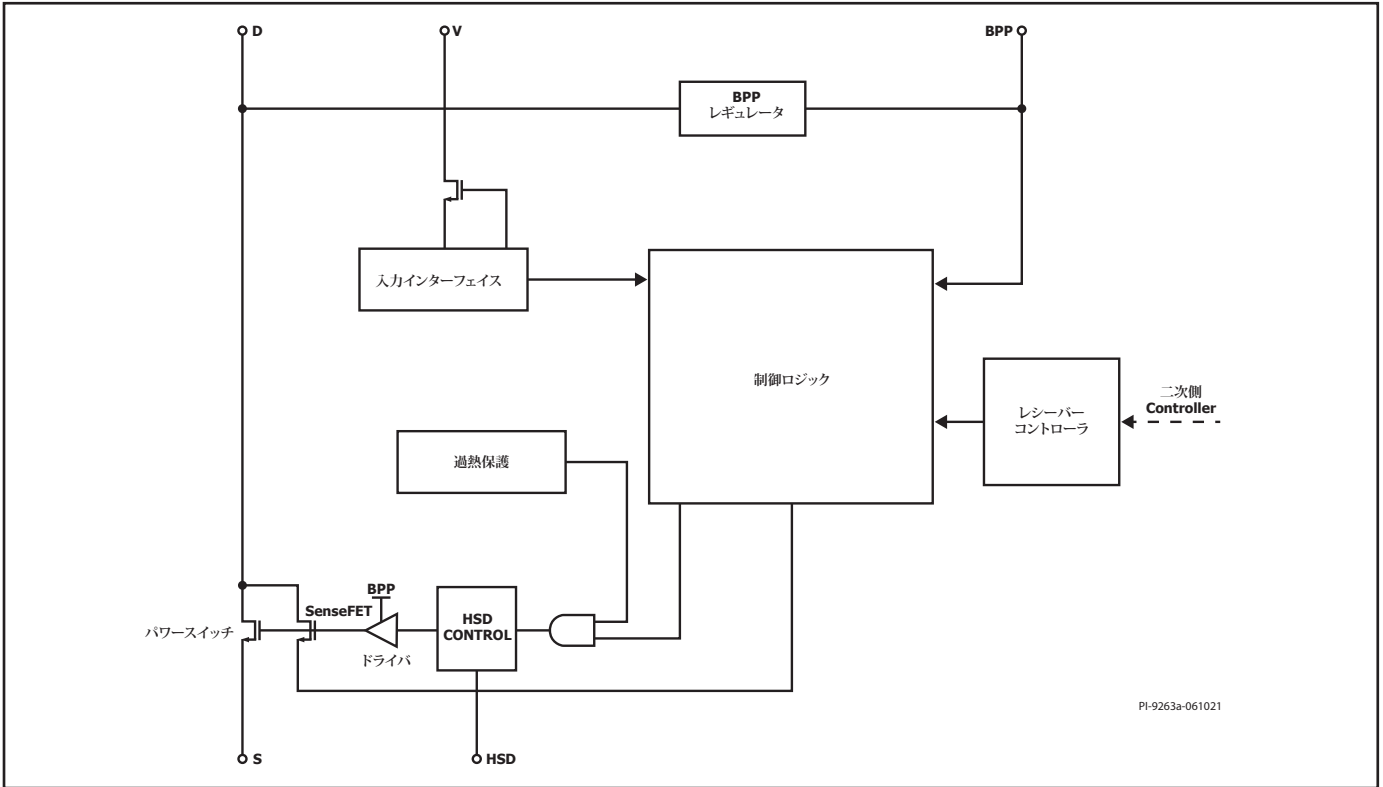


図 3. 一次側コントローラのブロック図

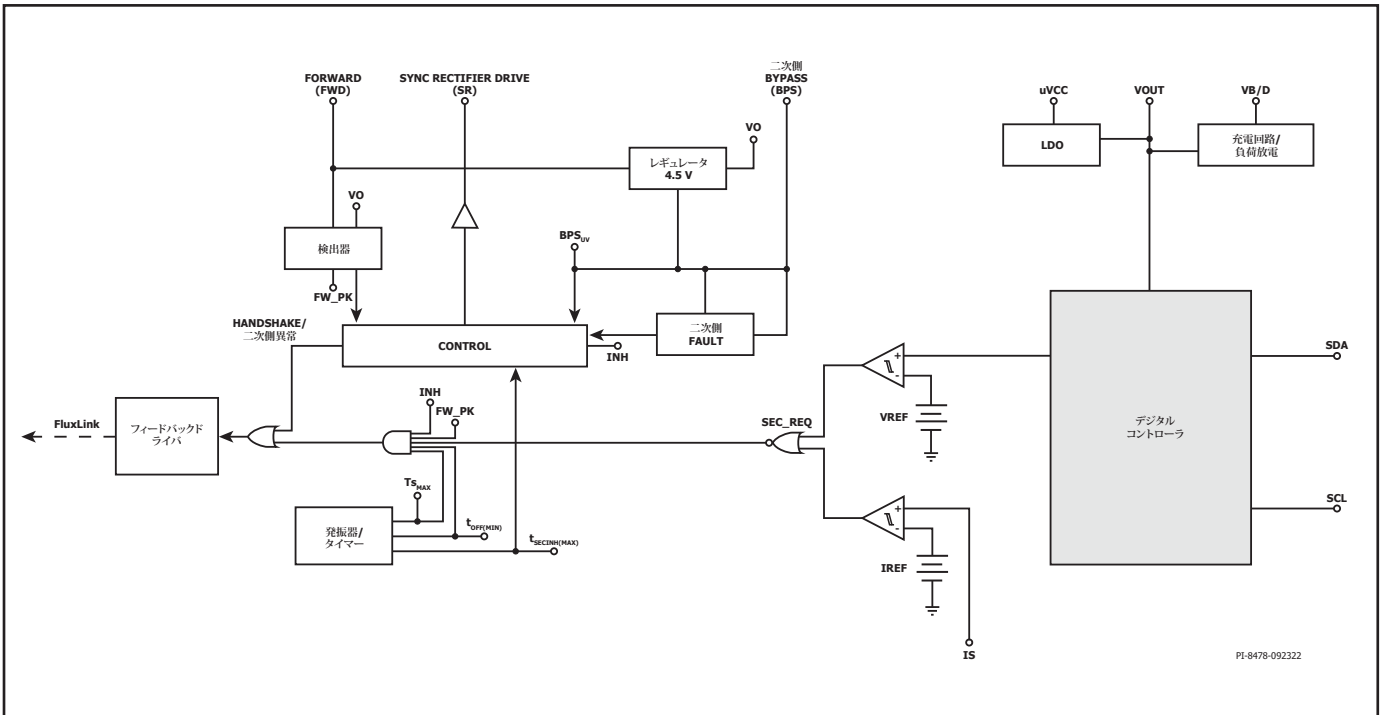


図 4. 二次側コントローラのブロック図

ピン機能の説明

I_{SENSE} (IS) ピン (ピン 1)

電源リターン出力端子への接続。外付け電流センス抵抗を、このピンと SECONDARY GROUND ピンの間に接続します。

SECONDARY GROUND (GND) (ピン 2)

二次側 IC の基準電位。このピンと I_{SENSE} ピンの間にセンス抵抗があるため、電源出力グラウンドではないことに注意してください。

NC ピン (ピン 3)

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。

SECONDARY BYPASS (BPS) ピン (ピン 4)

二次側 IC 電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。

I²C クロック (SCL) ピン (ピン 5)

バスマスターから送信される I²C シリアル通信プロトコルのクロック。

I²C シリアル データ (SDA) ピン (ピン 6)

バスマスターから送信される I²C シリアル通信プロトコルのデータ。

外部 VCC 供給 (uVCC) ピン (ピン 7)

外部コントローラ用に 3.6 V 電源を供給します。

VBUS 直列スイッチ駆動及び負荷放電 (VB/D) ピン (ピン 8)

VOUT から VBUS に直列に接続する FET のゲートドライバです。このピンは、出力負荷電圧の放電にも使用できます (VBUS)。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE (SR) ピン (ピン 9)

外付け SR FET 用のゲートドライバです。

OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピン (ピン 10)

出力電圧に直接接続して、二次側 IC 用電源及び出力電圧センスとして使用します。また、このピンは、アクティブ/プログラム可能なプルダウン電流源を備えています。

FORWARD (FWD) ピン (ピン 11)

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、VOUT がスレッショールドを下回った場合に二次側 IC に電力を供給します。

NC ピン (ピン 12-14)

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。

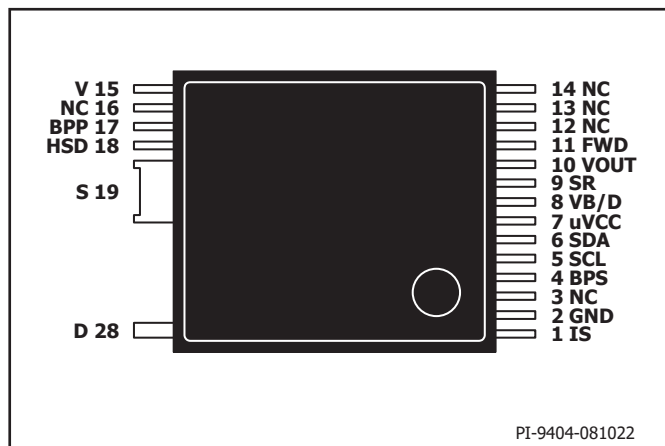


図 5. ピン配置図

UNDER / OVER INPUT VOLTAGE (V) ピン (ピン 15)

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。ブリッジの AC 側に接続すると、検知されていない時には高電圧スイッチがオープンになり、消費電力が抑制されます。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。

NC ピン (ピン 16)

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。

PRIMARY BYPASS (BPP) ピン (ピン 17)

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。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。ClampZero の BP1 ピンに接続する必要があります。

HSD ピン (ピン 18)

アクティブ クランプのハイサイド ドライブ信号。ClampZero の IN ピンに接続する必要があります。QR モードで動作させる場合は、グラウンドに接続してください。

SOURCE (S) ピン (ピン 19)

このピンは、パワースwitchのソースに接続されています。一次側 BYPASS ピンの基準電位でもあります。

DRAIN (D) ピン (ピン 28)

このピンは、パワースwitchのドレイン端子です。

InnoSwitch4-Pro の機能の概要

InnoSwitch4-Pro は、高耐圧パワー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。

このアーキテクチャは、パッケージリードフレーム及びボンディングワイヤを使用する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。

InnoSwitch4-Pro 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、電源パラメータとテレメトリ機能を制御する I²C インターフェイス、SECONDARY BYPASS ピンに接続する 4.5 V レギュレータ、同期整流器 FET ドライバ、発振器とタイミング機能、及び多数の内蔵保護機能が構成されます。

INN437xF と INN447xF

InnoSwitch4-Pro の一次側コントローラは、ゼロ電圧スイッチング (ZVS) フライバックコントローラで、ほぼスイッチング損失なしで、連続動作モード (CCM) 及び不連続動作モード (DCM) で動作する機能を搭載しています。このコントローラは、可変周波数と可変カレントリミットの両方の制御方式により動作します。一次側コントローラは、周波数ジッター発振器、磁気的に二次側コントローラと結合している受信回路、カレントリミットコントローラ、PRIMARY BYPASS ピンに接続する 5 V レギュレータ、バイパス過電圧検出回路、無損失入力電圧検出回路、カレントリミット選択回路、過熱保護、リーディング エッジ ブランキング及びパワー スイッチで構成されます。

INN457xF と INN467xF

InnoSwitch4-Pro の一次側コントローラは、連続動作モード (CCM) で動作できる疑似共振 (QR) フライバックコントローラです。このコントローラは、可変周波数と可変電流の両方の制御方式により動作します。一次側コントローラは、周波数ジッター発振器、二次側コントローラに磁気結合された受信回路、カレントリミットコントローラ、PRIMARY BYPASS ピンに接続する 5 V レギュレータ、バイパス過電圧検出回路、無損失入力電圧検出回路、カレントリミット選択回路、過熱保護、及びリーディング エッジ ブランキングで構成されます。

図 3 と図 4 に、最も重要な機能を示した一次側コントローラと二次側コントローラの機能ブロック図を示します。

一次側コントローラ

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

PRIMARY BYPASS ピン レギュレータ

PRIMARY BYPASS ピンには、パワー スイッチがオフの時に DRAIN ピンから電流を引き込むことによって PRIMARY BYPASS ピン コンデンサを V_{BPP} まで充電する内部レギュレータがあります。BYPASS ピンは、内部回路用電源ピンです。パワースイッチがオンすると、デバイスは、PRIMARY BYPASS ピン コンデンサのエネルギーによって動作します。

さらに、PRIMARY BYPASS ピンに外付け抵抗を介して電流が供給される場合、シャントレギュレータが PRIMARY BYPASS ピン電圧を V_{SHUNT} にクランプします。これにより、InnoSwitch4-Pro 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待機電力を 30 mW 未満に抑えることができます。

一次側バイパス ILIM プログラミング

InnoSwitch4-Pro 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します。PRIMARY BYPASS ピン電圧がこのスレッシュホールドを下回った後に、パワー スイッチのターンオンを再度有効にするには、この電圧を V_{SHUNT} まで上昇させる必要があります。

PRIMARY BYPASS ピン過電圧機能

PRIMARY BYPASS ピンには、オプションのラッチ OV 保護機能があります。PRIMARY BYPASS ピン コンデンサに直列に接続した抵抗にツェナーダイオードを並列接続して、一次側バイアス巻線の過電圧を検出することでこの保護機能を実現します。PRIMARY BYPASS ピンへの流入電流が I_{SD} を超えると、デバイスはラッチオフするか、またはパワースイッチのスイッチングを $t_{AR(OFF)}$ の間停止した後、コントローラが再起動して出力電圧を規定値に復帰させるを試みます。

VOULT OV 保護機能も、内蔵機能として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、自動復帰またはラッチオフ応答のいずれかになります。

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

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。パワースイッチは停止します。ラッチ状態は、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、リセットされます。

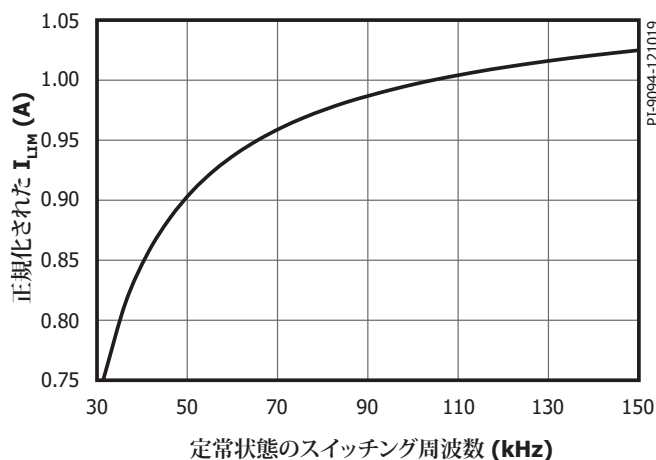


図 6. 正規化された一次側電流 - 周波数特性

カレントリミットの動作

一次側コントローラには、ひとつ前の一次側スイッチングサイクルの終了時点(一次側パワースイッチがスイッチングサイクルの終わりにオフする時点)から時間に反比例する電流スレッシュホールドがあります。

この特性により、スイッチング周波数 (負荷) が増加するにつれて、一次側カレントリミットが増加します (図 6)。

このアルゴリズムには、デジタル フィードバック情報に瞬時に応答するという利点があります。これにより、スイッチング サイクルを要求するフィードバック信号を受信すると瞬時に応答し、一次側パワースイッチを最も効率的に使用できるようになります。

最大負荷時には、スイッチング電流は I_{LIMIT} の 100% に近づき、最大になります。負荷が減少するとカレント リミットの 30% まで低下します。カレント リミットが 30% まで低下すると、(可聴ノイズを十分に避けられるレベルにあるため) それよりも低下することはありません。スイッチング サイクルの間隔は、負荷の減少とともに増加します。

ジッター

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

オートリスタート

異常状態 (出力過負荷、出力短絡、または外付け部品/ピンの異常等) が発生した場合、InnoSwitch4-Pro 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 $V_{BPP(RESET)}$ 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witchのスイッチングを停止します。オートリスタートに移行するモードは 2 つあります。

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

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

オートリスタートは、AC リセットが行われるとすぐリセットされます。

SOA 保護

約 500 ns (ブランキング時間+カレントリミット遅延時間)以内に I_{LIMIT} の 110% に達し、これが 2 サイクル連続で発生した場合、コントローラは 2.5 サイクルまたは約 25 μ s スキップします。これにより、大容量負荷時に起動時間が長くなることなくトランスのリセットのための十分な時間が確保されます。

入力電圧監視

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンは、入力の低電圧と過電圧の検出と保護に使用されます。

この機能を有効にするには、センス抵抗をブリッジ整流器の後段の高電圧 DC バルク コンデンサ (また、高速 AC リセットのためにはブリッジ整流器の前段) と UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンの間に接続します。この機能を無効にする場合は、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンを一次側 GND 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。

入力電圧 UV/OV 機能は、UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンに接続された IC 内部の高耐圧 MOSFET を使用して、消費電力を抑えます。サイクル オフ時間 t_{OFF} が 50 μ s を超える場合、内部高耐圧 MOSFET により、外部センス抵抗を内部 IC から切り離し、このセンス抵抗からの流入電流を遮断します。入力電圧検出機能は、次のスイッチング サイクルの開始時に再度有効になります。

HSD の動作 (INN437xF 及び INN447xF)

一次側コントローラが二次側から導通サイクル開始の要求を受信した場合、InnoSwitch4-Pro はまず、HSD ピンを介して信号を送信し、固定期間 t_{HSD} の間、ClampZero のハイサイド スwitchをオンにします。ZVS のためにトランスにエネルギーを蓄積するのに必要な時間は、クランプ コンデンサとトランスの漏れインダクタンスの関数です。このオン時間の後、InnoSwitch4-Pro は、プログラムされた遅延期間 (「HSD から ZVS への遅延プログラミング」を参照) を待ってから、メインの一次側パワー スwitchをオンにしてフライバック導通サイクルを開始します。

HSD から ZVS の遅延プログラミング (INN437xF 及び INN447xF)

ゼロ ボルト スwitchング (ZVS) を正常に達成するには、ClampZero スwitchのターンオフと InnoSwitch4-Pro の導通の間にある程度の遅延が必要です。低入力電圧/最大負荷時の CCM 動作では、必要な遅延時間は、ドレイン ノード容量と、トランスの漏れインダクタンスの関数です。この遅延 t_{LCL} を調整するには、抵抗を HSD ピンと SOURCE ピンの間に配置する必要があります。この抵抗は 4 つの遅延のいずれかをプログラムできます。ZVS 動作を最適化するには、この遅延をドレイン電圧の最低点で設定することが重要です。

HSD 抵抗	プログラムされた遅延 (t_{LCL})
130 k Ω	80 ns
60 k Ω	100 ns
30 k Ω	120 ns
15 k Ω	140 ns

高入力電圧/最大負荷時の DCM 動作では、必要な遅延時間は、ドレイン ノード容量と、トランスの磁気インダクタンスと漏れインダクタンスの合計の関数になります。遅延は、あらかじめ $t_{LCL} \sim 450$ ns にプログラムされます。

この遅延は、入力電圧情報に基づいて、 t_{LCL} と t_{HDDL} を切り替えます。UNDER/OVER VOLTAGE ピン電流が 53.75 μ A を超える場合、遅延は t_{HDDL} になり、電流が 7.5 μ A 低下するまで t_{HDDL} が維持され、その時点で t_{LCL} が有効になります。ヒステリシスは、高入力電圧時の ZVS の遅延が長くなるように設定されています。

一次側 - 二次側ハンドシェイク

起動時に、一次側は最初にフィードバック情報なしでスイッチングを行います (これは標準的な TOPSwitch™、TinySwitch™、または LinkSwitch™ コントローラの動作によく似ています)。

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。

一次側がスイッチング要求に応答したことを 8 サイクル連続で二次側が検出できなかった場合、または一次側がサイクル要求なしでスイッチングしたことを 4 サイクル以上連続で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 82ms) の間停止します。この「待機」時間の間、一次側は二次側の要求を「リッスン」します。約 30 μ s 間隔で 2 回連続して二次側の要求があった場合、一次側は二次側制御と判断し、スレーブ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。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。

二次側コントローラ

図 4 のブロック図に示されているように、IC は VOUT または FWD のいずれかによって供給される 4.5 V (V_{BPP}) 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。

また、FORWARD ピンは、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに接続された SR FET をオンにするハンドシェイクとタイミングの両方で使用するために、負のエッジを検出するブロックに接続されます。FORWARD ピン電圧は、不連続モードでの動作時に SR FET をオフにするタイミングを決定するために使用します。これは、SR FET の $R_{DS(ON)}$ の電圧がゼロボルト以下まで低下した時にオフになります。

連続モード (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、FET のターンオフが重なることなく、優れた同期動作を実現します。出力電圧は VOUT ピンで制御され、起動時のデフォルトは 5 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。

プログラム可能な電圧と電流

動作電圧と電流のセットポイントは、I²C インターフェイスを介してすべてプログラム設定されます。出力電圧は、3 V から 24 V の範囲でユーザーによりプログラム可能です。IC の高速応答フィードバックループは、10 mV (Δ VOUT) の電圧変化分解能を特長としています。動作電流のセットポイントは、15% から 100% の範囲でプログラム可能で、ステップサイズはフルスケール電流の 0.52% です。5 V 未満及び 50mA 未満の負荷電流では、電圧ステップコマンドを 10 mV にすると、動作周波数が非常に低いため、非単調となる場合があります。

最小オフ時間

二次側コントローラは、FluxLink 接続を使用して、一次側へのサイクル要求を開始します。二次側サイクル要求の最大周波数は、最小サイクルオフ時間 ($t_{OFF(MIN)}$) で制限されます。これは、負荷にエネルギーを供給するために、一次側導通後のリセット時間を十分に確保するためです。

最大スイッチング周波数

二次側コントローラの最大のスイッチング要求周波数は f_{SREQ} です。

内部 uVCC 生成、バススイッチドライバと放電

内部 LDO は、MCU 用に 3.6 V uVCC を生成します。これにより、システム設計がシンプルになります。また、InnoSwitch4-Pro には、N チャンネル FET 直列バススイッチのソース電圧が 24 V の場合でも確実にターンオンさせることができる内部ドライバがあります。この VB/D ピンは、バススイッチをオンさせるだけでなく、負荷の放電パスとして構成することも可能です。

プログラム可能な保護

ユーザーがプログラム可能な保護機能には、出力低電圧 (UV) と過電圧 (OV) 保護、及び過熱保護があります。

UV/OV スレッシュホールドは、動的にプログラム可能です。これらの保護に対して、4 つの応答 (オートリスタート、ラッチオフ、出力停止、応答なし) をプログラムできます。オートリスタート (AR) またはラッチオフ (LO) の応答では、直列バススイッチはオープンになりません。オープンにする場合には、I²C マスターからオープンにするコマンドを送信する必要があります。

二次側コントローラはまた、1 つ以上の異常を検出した場合に、割り込み信号を生成する機能を備えています。SCL ピンは、約 55 μ s の間プルダウンされ、MCU の割り込み信号が発生します。

MCU と二次側コントローラとの通信が切断されると、ウォッチドッグタイマーは安全な 5 V 状態になるようにリセットをトリガし、直列バススイッチをオープンにします。

テレメトリ機能

コントローラは MCU と通信して、電源のステータスのレポートを返します。出力電圧と出力電流は、内部 ADC で測定され、I²C を介して MCU で利用できるようになります。またテレメトリ機能は、CV、CC、定電力セットポイント、OV/UV スレッシュホールド、すべての保護設定、割り込みステータス、そして全機能喪失状態に対応します。

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。

ハンドシェイクの完了後に、二次側コントローラは約 10ms 間にわたって、 f_{SW} から f_{SREQ} までスイッチング周波数を直線的に上昇させます。

起動時に短絡または過負荷が発生した場合、デバイスは CC (定電流) モードに直接移行します。ハンドシェイクが行われた後、ソフトスタートタイマーの期限が切れる前に出力電圧が 3.6 V に達しない場合、デバイスはオートリスタート (AR) を開始します。

出力電圧がソフトスタートの期間内に設定値に到達すると、周波数上昇は直ちに停止され、二次側コントローラは全周波数での動作が許可されます。これにより、コントローラは設定値に達した直後に突然過渡的な負荷変動が発生した場合にレギュレーションを維持できます。周波数の上昇は、疑似共振検出プログラミングがすでに行われている場合にのみ中断されます。

最大二次側抑止期間

一次側のスイッチングの開始を求める二次側のサイクル要求は、最大周波数未満での動作を維持し、最小オフ時間を確保するために抑止されます。

この制約に加えて、一次側パワースイッチの「ON」時間サイクル (サイクル要求からFORWARD ピンの立ち下がりエッジの検出の期間) の間、二次側のサイクル要求も抑止されます。サイクル要求後に FORWARD ピンの立ち下がりエッジが検出されない場合の最大タイムアウトは約 30 μ s です。

SECONDARY BYPASS ピン過電圧保護

InnoSwitch4-Pro 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。

SECONDARY BYPASS ピン電流が $I_{BPS(SD)}$ を超えると、二次側は、二次側異常応答によって決まる異常応答を開始します。

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ず、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に 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 ピンからの容量性カップリングによって生じる SR ゲート電圧を低下させます。

オープン SR 保護

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンオープンのシステム異常から保護するために、二次側コントローラには、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンが外付け FET に接続されていることを確認する保護モードがあります。SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの外部容量が 200 pF 未満の場合、デバイスは SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE が「オープン」で、駆動する FET がないと見なします。検出されたピンの容量が 200 pF を超える場合、コントローラは SR FET が接続されていると見なします。

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

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

DCM 及び CCM 動作モードにおける ZVS の動作 (INN437xF 及び INN447xF)

スイッチング損失を低減して変換効率を向上させるために、InnoSwitch4-Pro は、各導通サイクルの前に一次側パワースイッチの両端の電圧を強制的にゼロにする手段として、付随する ClampZero デバイスへの駆動信号を搭載しています。DCM 及び CCM ではこの動作モードが自動的に動作するため、システム設計が大幅に簡素化されます。DCM では、ハイサイド クランプ スイッチ全体にわたるストレスが最小化され、クランプスイッチのターンオンのタイミングが制御されます。導通サイクルをドレイン電圧リングのピークに制限することで、ClampZero スイッチのスイッチング損失が最小化されます。図 7a を参照してください。

この動作では、一次側での磁気リングのピークを検出するのではなく、FORWARD ピンの電圧の谷電圧が出力電圧レベルを下回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。

二次側のバレースイッチングは、DCM が検出された後、または (FORWARD ピンの) リング振幅 (pk-pk) が 2 V 以上になると、20 μ s の間有効になります。その後、バレースイッチングは無効になり、この時点よりアクティブ クランプ スイッチのスイッチングは、二次側からの要求によって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 1200 ns のブランキング時間が組み込まれています。

InnoSwitch3 デバイスの場合とは異なり、バレースイッチング モードは一次側パワースイッチのターンオン開始において直接的な役割を果たしません。その代わりに、アクティブ クランプ回路が、ZVS で動作するのに必要な低 VDS 状態を一次側パワースイッチに形成します。

インテリジェント疑似共振モード スwitching (INN457xF 及び INN467xF)

スイッチング損失を低減して変換効率を向上させるために、InnoSwitch4-Pro 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。図 7b を参照してください。

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、20 μ s の間有効になります。その後、QR スwitching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あります。

ZVS 及び QR スwitching ウィンドウの最適化

InnoSwitch4-Pro は、それぞれピーク/最小 FORWARD 電圧の近くで QR/バレー スwitchingを実現するために、スイッチングの最適化が可能です。最適なスイッチングのために、コマンドレジスタ 0x02 = 0x1F を推奨します。

デフォルト値は 0x01 です。

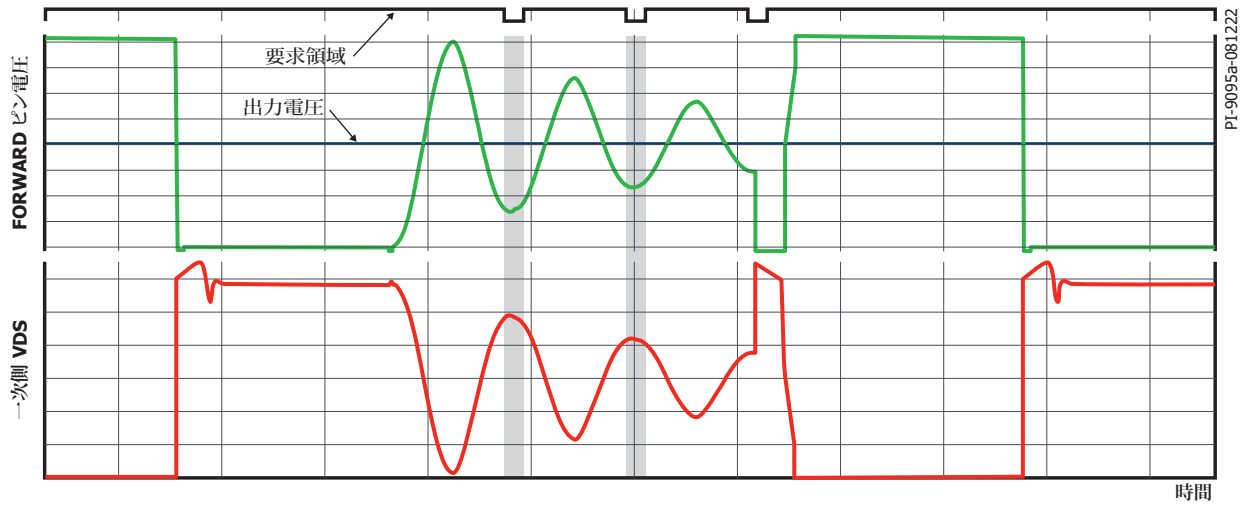


図 7a. インテリジェント ゼロ電圧モードスイッチング

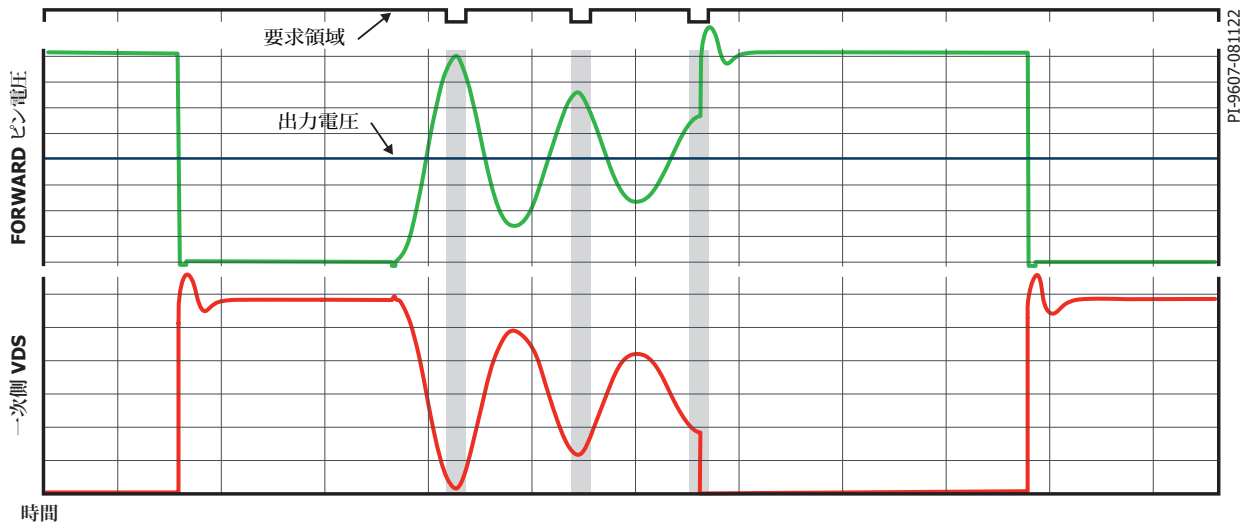


図 7b. インテリジェント疑似共振モードスイッチング

レジスタの定義

I²C スレーブ アドレス

InnoSwitch4-Pro の 7 ビット スレーブ アドレスは、0x18 (7'b001 1000) です。

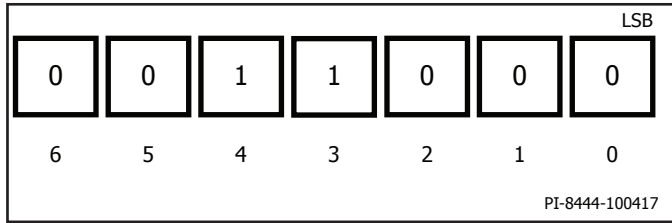


図 8. PI スレーブ アドレス。

I²C プロトコル形式 : 3 バイト書き込みコマンド

書き込みコマンド:

[PI_SLAVE_ADDRESS][W][A][PI_COMMAND][A][Byte][A] または
[PI_SLAVE_ADDRESS][W][A][PI_COMMAND][A][Low Byte][A][High Byte][A]

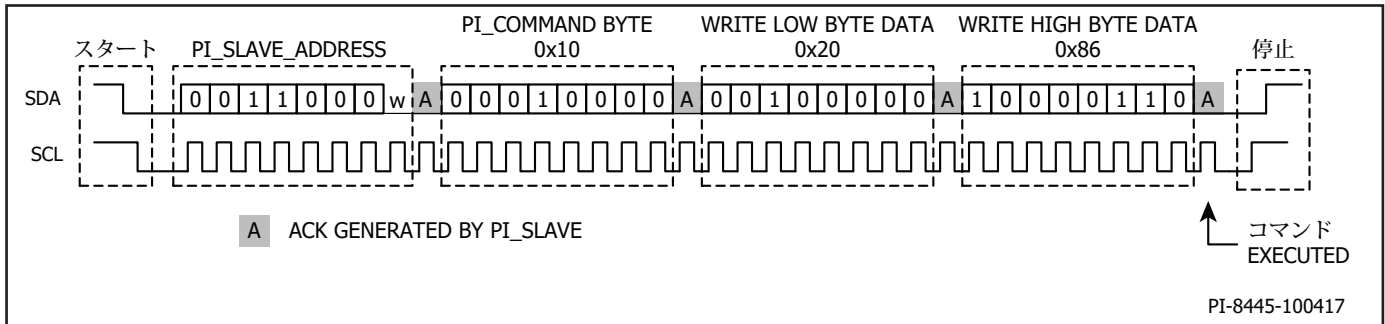


図 9. レジスタ書き込みコマンドのシーケンス (CV を 8 V に設定)。

I²C プロトコル形式 : 2 バイト読み出しコマンド

ワード読み出しトランザクション:

[PI_SLAVE_ADDRESS][W][A][PI_COMMAND][A][START_TELEMETRY_REGISTER_ADDRESS]
[A][END_TELEMETRY_REGISTER_ADDRESS [A]
[PI_SLAVE_ADDRESS] [r][A]{PI スレーブは下位バイトに応答}[a]{PI スレーブは
上位バイトに応答}[na]

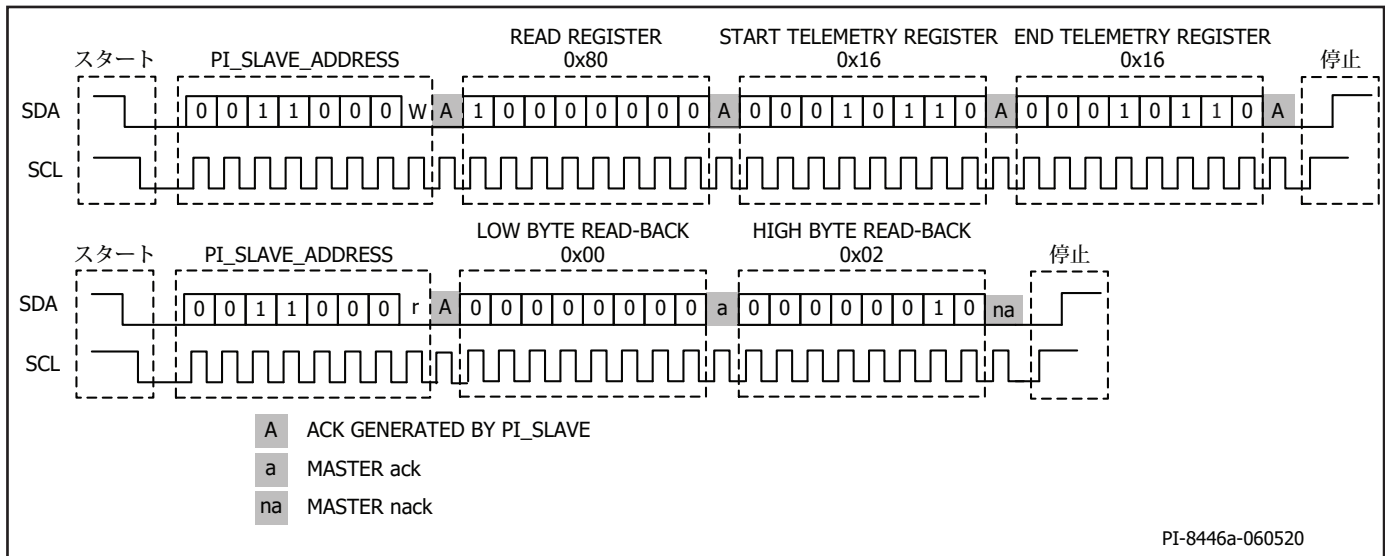


図 10. 読み出しレジスタ シーケンスの例 (異常レジスタ READ11 の読み出し)。注: START 及び END TELEMETRY レジスタ アドレスはシングル コマンドで複数のレジスタを読み出すために同じレジスタに指し示す必要はありません。

書き込み/読み出しコマンド I²C プロトコル

[A] はスレーブの確認を意味します

[a] はマスターの確認を意味します

[na] はマスターの否定応答を意味します

[W] は書き込み (1'b0) を意味します

[r] は読み出し (1'b1) を意味します

[PI_SLAVE_ADDRESS] = 0x18 (7'b001 1000)

[PI_COMMAND] (「PI コマンド レジスタ アドレスの割り当て、説明、制御範囲」を参照)

[TELEMETRY_REGISTER_ADDRESS] (テレメトリ (リードバック) レジスタ アドレス割り当てと説明のセクションを参照)

すべての I²C トランザクションには、コマンド間に少なくとも 150 μs の遅延が必要です。この遅延がないと、コマンドは無視される場合があります。InnoSwitch4-Pro は、クロック ストレッチをサポートしていません。

PI コマンド レジスタ アドレスの割り当て、説明、制御範囲

InnoSwitch4-Pro のすべてのコマンド レジスタ アドレスは、奇数パリティのアドレスです。一部の選ばれたレジスタ (下記のハイライトしたもの) も、データの上位バイトと下位バイトに、奇数パリティ エラー ビットを採用しています。

名称	機能	調整範囲	レジスタ アドレス		タイプ	デフォルト	概要		
			アドレス	奇数パリティ付きアドレス			ビット [7]	パリティ	
VBEN ^D	直列バススイッチ制御	有効/無効	0x04		W_Byte	0x0	ビット [7]	パリティ	
							ビット [1:0]	{11} VBEN を有効/VDIS を無効 {01} VBEN を無効/リセットなし {00} VBEN を無効/リセットあり	
BLEEDER ^E	ブリーダー (V _{OUT}) 機能をアクティブ化	有効/無効	0x06	0x86	W_Byte	0xD0	ビット [1:0]	{00}: 無効 {01}: 有効 {11}: 自動無効化付きで有効 OTP がこのレジスタをクリア	
VDIS ^A	負荷 (VBUS) 放電	有効/無効	0x08		W_Byte	0x0	ビット [7]	パリティ	
							ビット [1:0]	{11} 放電を有効/無効 VBEN/リセット {10} 放電を有効/リセットなし	
							ビット [3:2]	{11} 放電を無効	
PSU をターンオフ	デバイスのラッチオフ	有効/無効	0x0A	0x8A	W_Byte	0x0	ビット [0]	{0}: 無効 {1}: 有効	
高速 VI コマンド	CV/CC 更新の速度	10 msec の更新制限/速度制限なし	0x0C	0x8C	W_Byte	0x0	ビット [0]	{1}: 10 msec の更新制限を無効	
CVO	定電圧のみ	CV 専用モード	0x0E		W_Byte	0x04	ビット [4:3]	{11}: 64 ms {10}: 32 ms {01}: 16 ms {00}: 8 ms	
							ビット [2:1]	{11}: Output ^c を無効 {10}: オートリスタート {01}: ラッチオフ {00}: 応答なし	
							ビット [0]	{1}: CV 専用モード/CC レギュレーションなし	
CV ^B	出力電圧	3 V ~ 24 V (10 mV/ステップ)	0x10		W_Word	500 (5 V)	ビット [15]	上位バイト パリティ	範囲 {300 ~ 2400} 10 mV/LSB
							ビット [13]	CVO モードの UVA, OVA 自動設定を有効	
							ビット [12:8]	出力電圧	
							ビット [7]	下位バイト パリティ	
							ビット [6:0]	出力電圧	

テーブル 2. コマンドレジスタの割り当て。

名称	機能	調整範囲	レジスタ アドレス		タイプ	デフォルト	概要		
			アドレス	奇数パリティ付きアドレス			ビット [15]	上位バイト パリティ	範囲
OVA	過電圧プログ ラミング	3.3 V ~ 25 V (100 mV/ ステップ)	0x12	0x92	W_Word	オートリス タート 62 (6.2 V)	ビット [15]	上位バイト パリティ	範囲 {33 ~ 250} 100 mV/LSB
							ビット [10:9]	{11}: Output ^c を無効 {10}: オートリスタート {01}: ラッチオフ {00}: 応答 なし	
							ビット [8]	スレッシュホールド	
							ビット [7]	下位バイト パリティ	
							ビット [6:0]	スレッシュホールド	
UVA	低電圧 スレッシュ ホールド	2.7 V ~ 24 V (100 mV/ ステップ)	0x14	0x94	W_Word	64ms オートリス タート 36 (3.6 V)	ビット [15]	上位バイト パリティ	範囲 {27 ~ 240} 100 mV/LSB
							ビット [12:11]	{11}: 64 ms {10}: 32 ms {01}: 16 ms {00}: 8 ms	
							ビット [10:9]	{11}: Output ^c を無効 {10}: オートリスタート {01}: ラッチオフ {00}: 応答 なし	
							ビット [8]	スレッシュホールド	
							ビット [7]	下位バイト パリティ	
							ビット [6:0]	スレッシュホールド	
CDC	ケーブル電圧 降下補正	0 mV ~ 600 mV (50 mV/ステップ)	0x16		W_Word	0 (0 V)	ビット [3:0]	範囲 {0 ~ 12} 50 mV/LSB	
CC	定電流 レギュ レーション	CC の 15% から 100% (0.17 mV/ ステップ/Rs)	0x18	0x98	W_Word	192 (100%)	ビット [15]	上位バイト パリティ	範囲 {29 (15%) ~ 192 (100%)}
							ビット [8]		
							ビット [7]	下位バイト パリティ	
							ビット [6:0]		
V _{KP}	定出力電力 ニー電圧	5.3 V ~ 24 V (100 mV/ ステップ)	0x1A		W_Word	240 (24V)	ビット [15]	上位バイト パリティ	範囲 {53 ~ 240} 100 mV/LSB
							ビット [8]		
							ビット [7]	下位バイト パリティ	
							ビット [6:0]		
CCSC	出力短絡異常 検出	出力を無効、AR、 ラッチオフ、 または応答なし	0x20		W_Byte	0x02	ビット [1:0]	{11}: Output ^c を無効 {10}: オートリスタート {01}: ラッチオフ {00}: 応答なし	

テーブル 2. コマンド レジスタの割り当て (続き)。

名称	機能	調整範囲	レジスタアドレス		タイプ	デフォルト	概要	
			アドレス	奇数パリティ付きアドレス			ビット	
ISSC	ISピン短絡異常応答と検出周波数/スレッシュホールド	出力を無効、AR、ラッチオフ、または応答なし	0x22	0xA2	W_Byte	0x32	ビット [1:0]	{11}: Output ^c を無効 {10}: オートリスタート {01}: ラッチオフ {00}: 応答なし
		周波数 (30kHz/60kHz/90kHz/120kHz)					ビット [3:2]	周波数検出スレッシュホールド {00}: 60 kHz {01}: 30 kHz {10}: 90 kHz {11}: 120 kHz
		カレントリミットのスレッシュホールド					ビット [6:4]	{001}: d'16 {010}: d'32 {011}: d'48 {100}: d'64 {101}: d'80 {110}: d'96 {111}: d'112
ウォッチドッグタイム	通信速度モニター	無効/0.5 sec/1 sec/2 sec	0x26		W_Byte	0x01 (0.5 sec)	ビット [1:0]	{00}: ウォッチドッグタイマーなし {01}: 0.5 sec {10}: 1 sec {11}: 2 sec
割り込み	割り込みマスク	ゼロでない値を書き込むと割り込みが有効 割り込みパルスが送信されると割り込みは自動的に無効	0x2C		WR_Byte	0x00	ビット [8]	動作モードフラグ (OMF)
							ビット [7]	直列バススイッチ短絡
							ビット [6]	二次側を制御
							ビット [5]	BPS 電流ラッチオフ
							ビット [4]	CVO モードピーク負荷タイマー
							ビット [3]	ISピン短絡
							ビット [2]	出力短絡
							ビット [1]	Vout(UV)
ビット [0]	Vout(OV)							
OTP	二次側過熱異常ヒステリシス	40°C/60°C	0x2E	0xAE	W_Byte	0x00	ビット [0]	{0}: 40°C {1}: 60°C
VBUSSC	直列BUSスイッチ短絡異常	電流センスのスレッシュホールド	0x36	0xB6	W_Byte	0x02	ビット [5:4]	{11}: d'72 {10}: d'64 {01}: d'32 {00}: d'48
		電流センス サンプルの数					ビット [3:2]	{11}: 4 サンプル {10}: 3 サンプル {01}: 2 サンプル {00}: 1 サンプル
		AR、ラッチオフ、または応答なし					ビット [1:0]	{10}: オートリスタート {01}: ラッチオフ {00}: 応答なし
DCM専用	不連続動作モード専用	有効/無効	0x3A	0xBA	W_Byte	0x00	ビット [2]	{0}: 無効 {1}: 有効

テーブル 2. コマンドレジスタの割り当て (続き)。

- 注:
- A. 「リセットなし VDIS コマンド」オプションを送信した後に「VBEN = 無効/リセットなし」を送信します。
 - B. 低出力電圧で 50 mA 未満の軽負荷では、自動設定 OVA、UVA の CV コマンドは、CV 下降移行中に、AR をトリガする場合があります。
 - C. 異常時のリセットにより、「出力異常応答の無効化」が VBEN を無効にします。動作状態に応じて、リセットにより AR がトリガされる場合があります。
 - D. {VBEN を有効/VDIS を無効} コマンドを発行するには、直列バス スイッチよりも前の出力電圧が 16 V 未満である必要があります。
 - E. 起動時に 0x0x を 0x86 に書き込むことにより、弱いプリーダーを無効にして、無負荷時電力を削減します。

テレメトリ (リードバック) レジスタ アドレスの割り当てと説明

名称	レジスタ名	レジスタ アドレス	タイプ	レジスタ ビットの割り当て			
コマンドレジスタリードバック	READ1	出力電圧セットポイント	0x02	R_Word	ビット [15]	上位バイト パリティ	{Reg_CV}
					ビット [12:8]		
					ビット [7]	下位バイト パリティ	
					ビット [6:0]		
	READ2	出力電流セットポイント	0x04	R_Word	ビット [15]	上位バイト パリティ	{Reg_CC}
					ビット [8]		
					ビット [7]	下位バイト パリティ	
					ビット [6:0]		
	READ3	過電圧スレッシュホールド	0x06	R_Word	ビット [15]	上位バイト パリティ	{Reg_OVA}
					ビット [12:8]		
					ビット [7]	下位バイト パリティ	
					ビット [6:0]		
	READ4	低電圧スレッシュホールド	0x08	R_Word	ビット [15]	上位バイト パリティ	{Reg_UVA}
					ビット [12:8]		
ビット [7]					下位バイト パリティ		
ビット [6:0]							
READ5	定電流セットポイント	0x0A	R_Word	ビット [15:8]	{Reg_CC}		
	定電力スレッシュホールド			ビット [7:0]	{Reg_VKP}		
READ6	過電圧異常	0x0C	R_Word	ビット [15:14]	{Reg_OVA_Response}		
	低電圧異常			ビット [13:12]	{Reg_UVA_Response}		
	出力短絡			ビット [11:10]	{Reg_CCSC_Response}		
	IS ピン短絡			ビット [9:8]	{Reg_ISSC_Response}		
	低電圧タイムアウト			ビット [7:6]	{Reg_UVA_TIMER}		
	ウォッチドッグ タイムアウト			ビット [5:4]	{Reg_WD_TIMER}		
	CV モード			ビット [3:2]	{Reg_CVO_Response}		
	CV モード タイマー			ビット [1:0]	{Reg_CVO_TIMER}		
READ7	VBUS スイッチ有効化	0x0E	R_Word	ビット [14]	{Reg_VBEN}		
	最小負荷			ビット [13]	{Reg_BLEEDER}		
	PSU ターンオフ			ビット [12]	{Reg_PSUOFF}		
	高速 VI コマンド			ビット [11]	{Reg_FSTVIC}		
	定電圧モードのみ			ビット [10]	{Reg_CVO}		
	過熱異常ヒステリシス			ビット [9]	{Reg_OTP_HYS}		
	ケーブル電圧降下補正			ビット [3:0]	{Reg_CDC}		
READ8	測定された出力電流	0x10	R_Word	ビット [15]	上位バイト パリティ	{Reg_MEASURED_I}	
				ビット [8]			
				ビット [7]	下位バイト パリティ		
				ビット [6:0]			
測定	READ9	0x12	R_Word	ビット [15:12]	4'b0		
				ビット [11:0]	{Reg_MEASURED_V}		
					Vout 範囲		レポート バック分解能
					3 - 7.2 V		20 mV
					7.2 - 10 V		50 mV
10 - 20 V	100 mV						

テーブル 3. テレメトリ (リードバック) レジスタの割り当て。

名称	概要	レジスタ アドレス	タイプ	レジスタ名		
READ10 (即時)	割り込み有効	0x14	R_Word	ビット [15]	{Reg_INTERRUPT_EN}	
	システムレディ信号			ビット [14]	{Reg_CONTROL_S}	
	出力放電			ビット [13]	{Reg_VDIS}	
	高スイッチング周波数			ビット [12]	{Reg_HIGH_FSW}	
	自動 CV 書き込みの有効			ビット [10]	{Reg_CV_EN}	
	過熱保護異常			ビット [9]	{Reg_OTP}	
	弱いプリーダーの有効			ビット [5]	{Reg_VOOUTWK}	
	VOUTADC > 1.1*Vout			ビット [4]	{Reg_VOOUT10PCT}	
	IS ピン短絡検出			ビット [3]	{Reg_ISSC}	
	出力短絡検出			ビット [2]	{Reg_CCSC}	
	出力電圧 UV 異常コンパレータ			ビット [1]	{Reg_VOOUT_UV}	
	出力電圧 OV 異常コンパレータ			ビット [0]	{Reg_VOOUT_OV}	
READ11	動作モード フラッグ (OMF)	0x16	R_Word	ビット [2]	CC モード	
				ビット [1]	CP モード	
				ビット [0]	CV モード	
READ12	平均出力電流	0x18	R_Word	ビット [15:8]	8b'0	
				ビット [7:0]	READ 8 の 16 サンプル平均	
READ13	平均出力電圧	0x1A	R_Word	ビット [15:12]	4b'0	
				ビット [11:0]	READ 9 の 16 サンプル平均	
READ14	電圧 DAC	0x1C	R_Word	ビット [15:8]	DAC_100mV	
				ビット [7:0]	DAC_10mV	
READ16	CVO モード AR	0x20	R_Word	ビット [15]	{Reg_ar_CVO}	
	IS ピン短絡 AR			ビット [12]	{Reg_ar_ISSC}	
	出力短絡 AR			ビット [11]	{Reg_ar_CCSC}	
	出力電圧 OV AR			ビット [10]	{Reg_ar_VOOUT_OV}	
	出力電圧 UV AR			ビット [9]	{Reg_ar_VOOUT_UV}	
	ラッチオフ (LO) 発生			ビット [7]	{Reg_LO}	
	CVO モード LO			ビット [6]	{Reg_Lo_CVO}	
	PSU ターンオフ CMD 受信			ビット [5]	{Reg_PSUOFF}	
	IS ピン短絡 LO			ビット [4]	{Reg_Lo_ISSC}	
	出力電圧 OV LO			ビット [2]	{Reg_Lo_VOOUT_OV}	
	出力電圧 UV LO			ビット [1]	{Reg_Lo_VOOUT_UV}	
	BPS ピン LO			ビット [0]	{Reg_BPS_OV}	
READ17	割り込み	0x22	R_Word	マスク	ステータス	
					ビット [8]	{Reg_OMF}
					ビット [7]	{Reg_VBUSSC}
				ビット [15]	ビット [6]	{Reg_~CONTROL_S}
				ビット [14]	ビット [5]	{Reg_LO_Fault}
				ビット [13]	ビット [4]	{Reg_CVO_AR}
				ビット [12]	ビット [3]	{Reg_ISSC}
				ビット [11]	ビット [2]	{Reg_CCSC}
				ビット [10]	ビット [1]	{Reg_VOOUT_UV}
				ビット [9]	ビット [0]	{Reg_VOOUT_OV}

テーブル 3. テレメトリ (リードバック) レジスタの割り当て (続き)。

コマンド レジスタ

システム レディステータス レジスタ

システム レディビット {Reg_control_s} は、I²C トランザクションの前、かつオートリスタート (AR)、ラッチオフ (LO)、出力停止 (DO)、初期起動の結果として InnoSwitch4-Pro がリセット状態になった後に読み出す必要があります。

{Reg_control_s} ビットが「1」に設定されている場合は、InnoSwitch4-Pro が I²C コマンドを受け取る用意ができていないことを意味します。

{Reg_control_s} ビットを読み出すには、READ10 サブ アドレス 0x14 を 0x80 アドレスに書き込みます。次に、上位バイトのデータをアドレス 0x80 から読み出します。ビット 14 は {Reg_control_s} です。

定電流レギュレーションは、平均電流測定レジスタ (READ12) に基づきます。

5 A の CC スレッシュホールドの場合、電流センス抵抗は 6.4 mΩ です。この例のカレントリミットのステップ サイズは、約 26 mA/ステップです。

例: 最大 CC が 5 A ($R_s = 6.4 \text{ m}\Omega$) の電源の場合、以下に、CC セットポイントの 5 A から 2.5 A への変更を示します。これは、100% (0x60) から 50% (0x60) の CC の変更に対応します。奇数パリティ付きでは 0x80E0 になります。

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          CC レジスタ (0x98)
下位バイト:          0xE0 (8'b0100 0000)
上位バイト:          0x80 (8'b1000 0000)
```

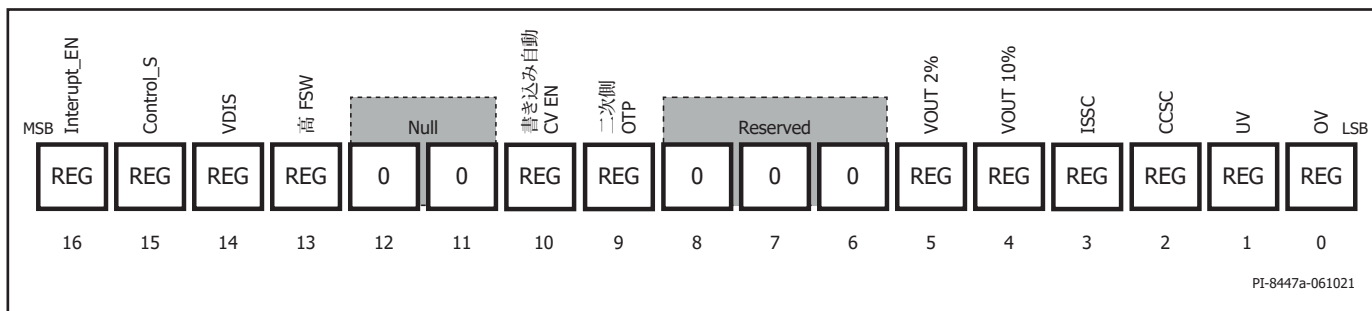


図 11. {Reg_Control_s} テレメトリ レジスタ (READ 10)

例: {Reg_control_s} ビットの読み出し:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
読み出しレジスタ:   0x80
PI_Command:         READ10 (0x14), READ10 (0x14)
PI_SLAVE_ADDRESS [r]: 0x31 (8'b0011 0001)
```

出力電圧 (CV)、出力定電流 (CC)、定電力モード (CP)、ケーブル電圧降下補正 (CDC)、定電圧専用モード (CVO) のプログラミング

CV レジスタ (0x10)

電源の出力電圧は、VOUT ピンで制御されます。有効なプログラミング範囲は、10 mV / lsb で 3 V から 24 V です。デフォルトの CV レジスタ値は 5 V です。5 V 未満及び、50 mA 未満の軽負荷の場合、10 mV / ステップでは、出力の単調性が得られないことがあります。

例: CV を 5 V から 8 V に変更する場合
 8 V を lsb の表現に変換: $8 / (10 \text{ mV} / \text{lsb}) = 800$
 16 進形式に変換 ($800 = 0x0320$)
 奇数パリティビットを追加すると 16 進データは 0x8620)
 この時の I²C コマンドは次のとおりです:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          CV レジスタ (0x10)
下位バイト:          0x20 (8'b0010 0000)
上位バイト:          0x86 (8'b1000 0110)
```

このコマンドシーケンスは、図 9 及び図 20 のとおりです。

CC レジスタ (0x98)

定電流レギュレーションのレジスタ アドレスは 0x18 で、奇数パリティ付きは 0x98 です。定電流レギュレーションのスレッシュホールドは、フルスケール CC の 15% (d'29) から 100% (d'192) まで調整できます。フルスケール定電流のスレッシュホールドは、IS ピンと GND ピン間のセンス抵抗を使用し設定されます。フルスケール電流に対する電圧降下の標準的な値は、32 mV ($V_{\text{ISV(TH)}}$) です。分解能のステップ サイズは (0.52%/ステップ) です。

$32 \text{ mV} / 192 = 0.167 \text{ mV} / \text{step} / \text{Rs}$

定出力電力電圧スレッシュホールド V_{KP} (0x1A)

定出力電力特性は、100% 定電流レギュレーション スレッシュホールド (フルスケール電流設定) と組み合わせて、「定出力電力のニー電圧」を介してプログラムされます。フルスケール CC が 2.5 A でニー電圧が 8 V に設定されている場合、定電力は 20 W です。VKP レジスタが 12 V に設定されていた場合、その結果、スレッシュホールド VKP を超える定電力特性は、30 W になります。

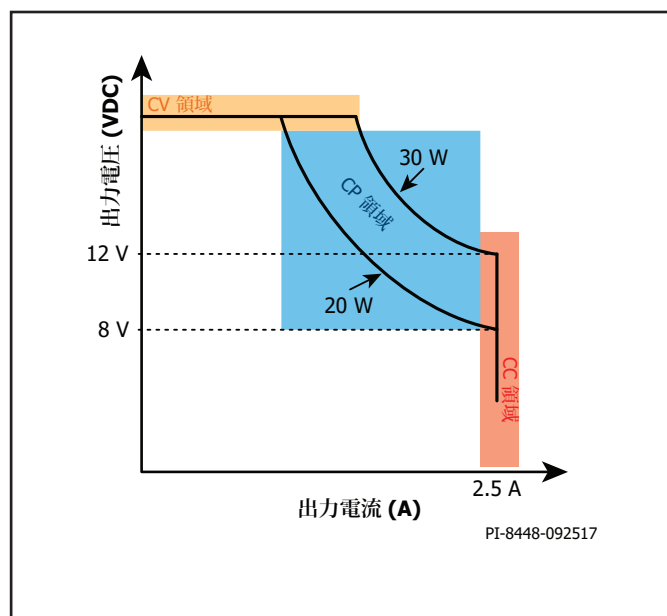


図 12. 定出力電力プロファイル

出力を無負荷から過負荷状態まで変動させると、InnoSwitch4-Pro は、始めは CV で動作し、次に CP に移行し、さらに V_{KP} スレッシュホールドを下回ると CC 領域に移行します。 V_{KP} を最大値(24V)に設定すると、定出力レギュレーション領域なしという結果になります。

例: V_{KP} を 24 V (d'240) (奇数パリティ付きで $0xFO = 0x0170$) から 8 V ($0x50 = 0x80D0$) に変更する場合:

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: VKP レジスタ (0x1A)
 下位バイト: 0xD0 (8'b1101 0000)
 上位バイト: 0x80 (8'b1000 0000)

定電流レギュレーション スレッシュホールドを減らしても、 V_{KP} 設定で指定した最大プログラム出力電力は変わりません。前述の例から、 $V_{KP} = 8 V$ で、CC レギュレーションを 2 A (フルスケール CC は 2.5 A のまま) に設定すると、同じ 20 W 定電力特性に対する出力電圧が 10 V に制限され、次に示す出力プロファイルのような結果になります。次に示す出力プロファイルのような結果になります。

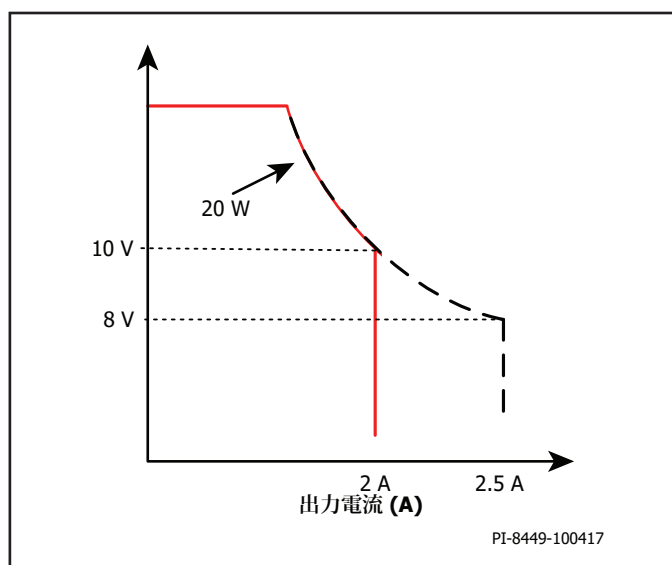


図 13. CC レギュレーション スレッシュホールドを減らした定出力電力プロファイル。

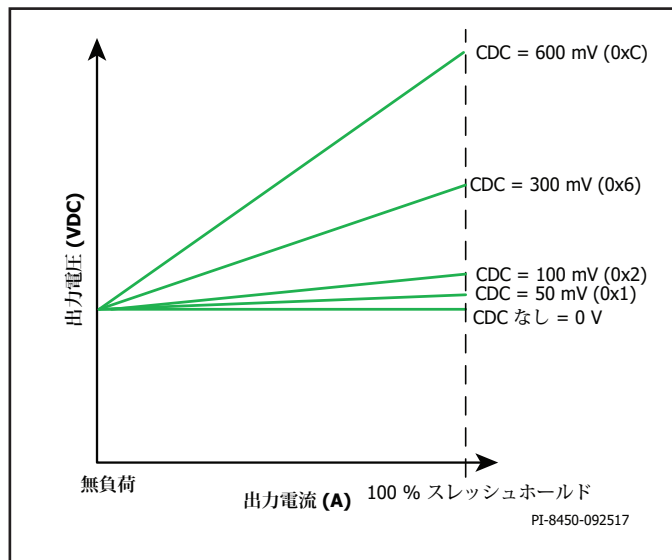


図 14. 負荷電流に対する CDC

ケーブル電圧降下補正 (CDC) (0x16)

ケーブル電圧降下補正の量は、0 V から 600 mV の範囲で 50 mV/ステップで制御できます。CDC は、定電流レギュレーションスレッシュホールドのプログラムに使用されるセンス抵抗(IS ピンと GND ピン間の抵抗)を流れる電流に応じて適用されます。無負荷の場合は CDC がなく、補正は負荷の増加とともに直線的に増加し、100% 定電流レギュレーション スレッシュホールド (電流センス抵抗のフルスケール電圧) で最大プログラム値に達します。

次のテーブルに、目的の CDC をプログラムするためのレジスタ値を示します。

CDC (mV)	16 進値	バイナリ
0	0x00	4'b0000
100	0x02	4'b0010
150	0x03	4'b0011
200	0x04	4'b0100
250	0x05	4'b0101
300	0x06	4'b0110
350	0x07	4'b0111
400	0x08	4'b1000
450	0x09	4'b1001
500	0x0A	4'b1010
550	0x0B	4'b1011
600	0x0C	4'b1100

テーブル 4. ケーブル電圧降下補正。

IS ピンと GND ピン間の電流センス抵抗が短絡した場合は、ケーブル電圧降下補正も、定電流レギュレーションもありません。

例: CDC を 0 V から 300 mV (0x06) に変更する場合:

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0101 0000)
 PI_Command: CDC レジスタ (0x16)
 バイト: 0x06 (4'b0110)

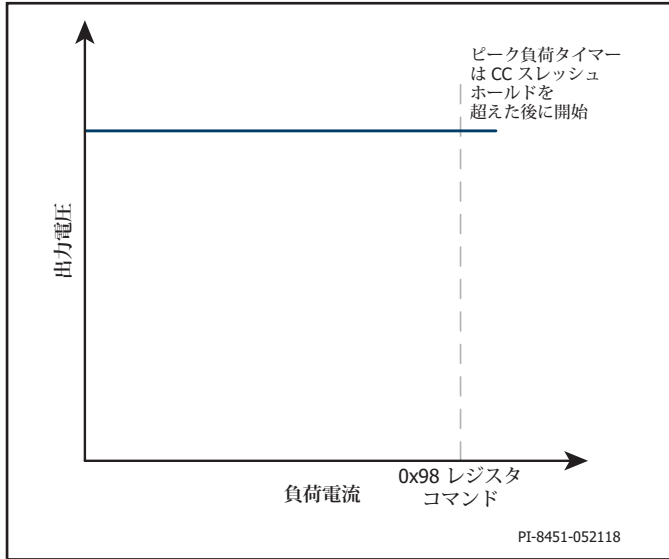
定電圧専用モード (0x0E)

InnoSwitch4-Pro は、定電圧専用で動作するようにして、定電流レギュレーション モードを持たないようにプログラムすることができます。CVO モードが有効になったときに、出力電流レジスタ (0x98) に定電流レギュレーションの代わりに過負荷スレッシュホールドを設定します。プログラムされた電流を負荷電流が超えると、ピーク負荷タイマー (t_{PLT}) が起動します。ピーク負荷タイマー (レジスタ 0x0E の CVOL タイマー ビット [4:3]) のオプションは、8 ms、16 ms、32 ms、及び 16 ms です。ピーク負荷がプログラムされたタイマーを超えた場合、InnoSwitch4-Pro は、この異常に対して出力停止、オートリスタート、ラッチオフ、応答なしのいずれかで応答するように、CVOL レジスタ 0x0E ビット [2:1] を介してプログラムできます。ピーク過負荷のデフォルトの応答は、8 ms のタイマーでオートリスタートです。

出力停止 (DO) 応答の場合、InnoSwitch4-Pro は、異常が発生した場合に、直列バス スイッチをオープンにして、デフォルトの構成にリセットします。リセット後、InnoSwitch4-Pro は、電源の動作状態に応じて、たとえば VOUT OV AR などの、その他の異常を知らせる場合があります。

自動 CV モード

CVO モードの場合に限り、InnoSwitch4-Pro には、CV レジスタ (0x10) でプログラムされている出力電圧向けに、自動設定 OVA 及び UVA 機能が含まれます。OVA 及び UVA スレッシュホールドは、プログラムされた CV よりも約 12.5% 高く、または低く設定されます。



出力電圧が低下した場合、VOUT10PCT フラグがクリアされると、BLEEDER が自動的に有効/無効になります。異常応答は、OVA 及び UVA レジスタでプログラムしたのと同じままで、スレッシュホールドのみが調整されます。50 mA 未満の軽負荷の場合、BLEEDER ターンオフ後の出力電圧の上昇が原因で、OVA 異常がトリガされる場合があります。これは、電圧下降コマンドに対して自動設定 OVA 及び UVA 機能を使用する前に、OVA 異常応答を応答なしに設定することにより、軽減できます。

例: CVO モードを有効にし、 t_{PLT} を 16 ms、異常応答を出力停止 (DO) (0x0F) に設定します

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: CVO レジスタ (0x0E)
 バイト: 0x0F (8'b0000 1111)

例: CV 設定 = 10 V (1000 = 0x3E8), OVA 及び UVA 自動設定 (ビット [13] = CV レジスタ 0x10 の 1b1):

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: CV レジスタ (0x10)
 下位バイト: 0xA7 (8'b1010 0111)
 上位バイト: 0x68 (8'b0110 1000)
 バイト: 0x02 (2'b10)

図 15. 定電圧 (CVO) モードのみ

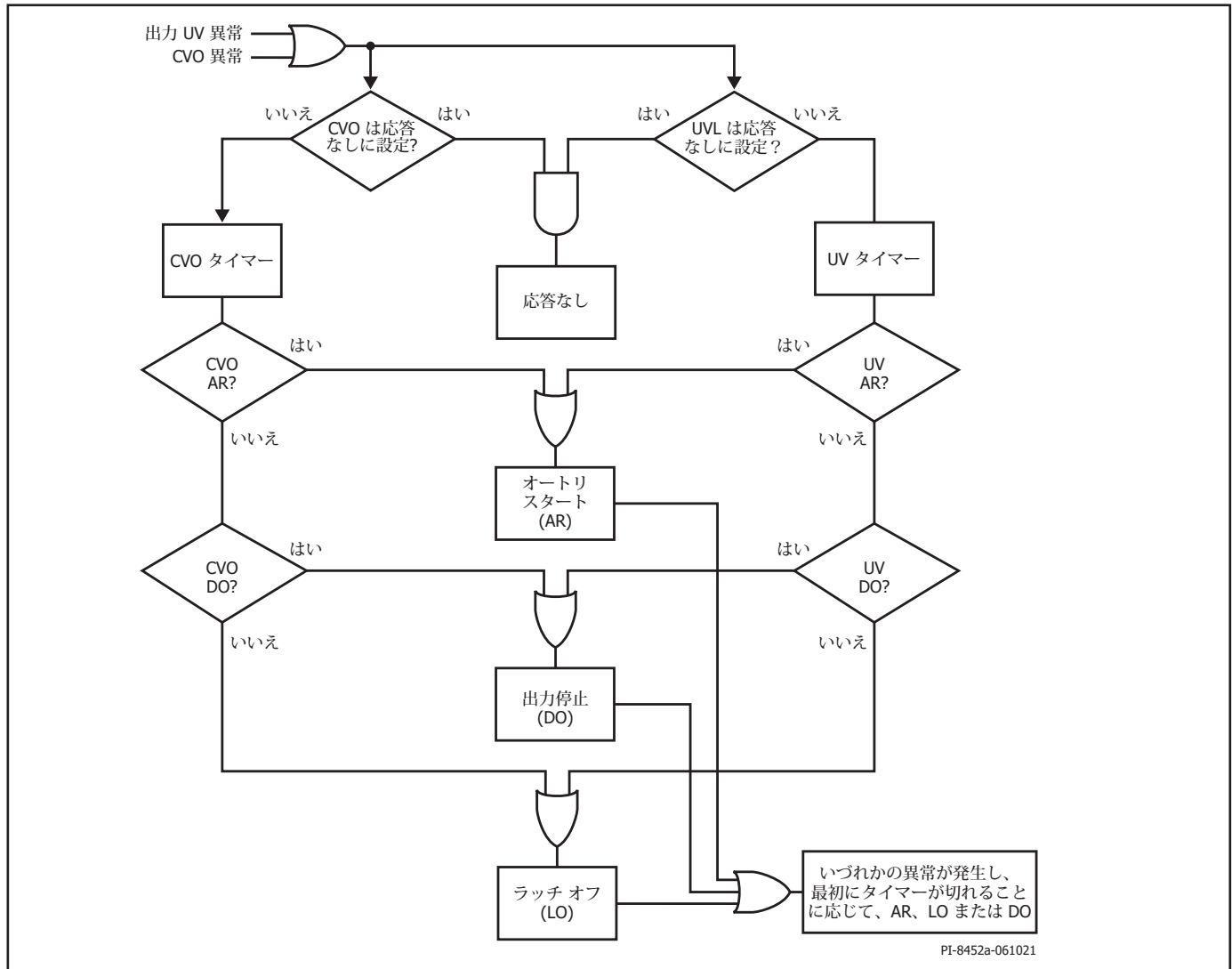


図 16. CVO 及び出力 UV の制御。

「出力過電圧及び低電圧保護のスレッシュホールド/異常動作」セクションで説明されている出力低電圧保護モードは、個々の UV 異常応答が「応答なし」に設定されている場合、CVO モードの動作で引き続きアクティブです。図 16 の制御フローチャートに、さまざまなプログラミング シナリオで考えられるデバイスの想定動作を示します。

プログラム可能な保護メカニズム

出力過電圧及び低電圧保護のスレッシュホールド/異常動作

CV 設定機能には、OV/UV スレッシュホールドをプログラムできる他に、異常発生時の電源の動作 (a. 異常レジスタを設定するだけの応答なし、b. ラッチオフ (LO)、c. オートリスタート (AR)、d. 出力停止 (DO) 及び UV 異常検出のタイミング (8 ms, 16 ms, 32 ms, 64 ms) もプログラミング可能です。出力過電圧の遅延は、約 80 μ s に固定されています。応答なしを持つようにプログラムされたすべての異常は、テレメトリ リードバック異常レジスタに記録されます。

出力停止 (DO) 応答の場合、InnoSwitch4-Pro は、異常が発生した場合に、直列バス スイッチをオープンにして、デフォルトの構成にリセットします。リセット後、InnoSwitch4-Pro は、電源の動作状態に応じて、たとえば VOUT OV AR などの、その他の異常を知らせる場合があります。

OVA(0x92) : 過電圧スレッシュホールドと OV 異常に対する異常応答を設定するには、このアドレスに書き込みます

UVA(0x94) : 低電圧スレッシュホールド、UV タイマー、及び UV 異常に対する異常応答を設定するには、このアドレスに書き込みます

例: 絶対出力低電圧スレッシュホールド 3 V (d'30) (奇数パリティ付きは 0x809E) 異常応答を出力停止 (DO) に変更し、異常タイマーを 64 ms (奇数パリティ付きは 0x9E9E) に設定します。

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command: UVA レジスタ (0x94)
下位バイト: 0x9E (8'b1001 1110)
上位バイト: 0x9E (8'b1001 1110)

IS ピン及び出力短絡の異常保護

InnoSwitch4-Pro は、短絡異常が出力電流センス抵抗間に発生したのか、短絡異常が IS ピンから GND ピンにかけて発生したのかを監視するように設定できます。

IS ピンを介して検出された電流がプログラムされたカレントリミット スレッシュホールド (ISSC レジスタ 0xA2 のビット [6:4]) を超えずに、スイッチング周波数がプログラムしたスレッシュホールド (ISSC レジスタ 0xA2 のビット [3:2]) を超えた場合に異常が通知されます。スイッチング周波数は、30 kHz から 120 kHz の範囲で選択できます。これは、設計上想定される動作状態に合わせて、慎重に選択する必要があります。

IS ピン短絡 (ISSC) は、応答が、a. 応答なし、b. ラッチオフ (LO)、c. オートリスタート (AR) または d. 出力停止 (DO) のいずれかになるようにプログラムできます。応答なしの場合、テレメトリ リードバック異常レジスタに記録されます。

ISSC (0xA2) : IS-GND 短絡の動作を設定するには、このアドレスに書き込みます。

例: スwitchング周波数が 30 kHz を超え、カレントリミット スレッシュホールドが d'48: (0x36) の場合に、IS ピン短絡の動作を AR に設定する場合

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command: ISSC レジスタ (0xA2)
バイト: 0x36 (8'b0011 0110)

IS ピン抵抗の電圧が $I_{SV(TH)}$ の 3 倍を超えると、InnoSwitch4-Pro は、CCSC 異常レジスタ (READ 10 ビット 2) を設定します。CCSC レジスタは、応答が、a. 応答なし、b. ラッチオフ (LO)、c. オートリスタート (AR) または d. 出力停止 (DO) のいずれかになるようにプログラムできます。直列バススイッチの後の出力容量が 100 μ F を超えるアプリケーションでは、適切

に起動するために、CCSC の応答を応答なしに設定する必要があります。直列バス スイッチがクローズした後、通常動作時に他の異常応答にプログラムを戻すことができます。

CCSC (0xA0): 出力短絡の動作を設定するには、このアドレスに書き込みます。

例: 出力短絡の動作を応答なしに設定する場合。

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command: CCSC レジスタ (0x20)
バイト: 0x00 (2'b00)

CCSC レジスタを応答なしに設定しても出力短絡が発生すると、スイッチング周波数は、 t_{AR} よりも長い期間には f_{OVL} パラメーターよりも大きくなります。

注: バイアス不足が原因で InnoSwitch4-Pro プライマリ タップまたは ClampZero タップがオンになり、FWD 信号で望ましくないリンギングが発生する動作条件では、AR の動作に影響を受ける可能性があります。AR 応答に設定した場合、低電圧 AR を CCSC と組み合わせて使用することを推奨します。

直列バス スイッチ短絡異常保護

直列バス スイッチ短絡異常は、IS ピンを介して検出された電流がプログラムされたスレッシュホールド (VBUSSC レジスタ 0xB6 のビット [5:4]) を超えており、VBEN が停止している場合に設定されます。異常を通知する前に、設定されたスレッシュホールドを超えているさまざまな電流サンプル (1, 2, 3, または 4 つの連続するサンプル) をプログラムするオプションがあります。

VBUS スイッチ短絡 (VBUSSC) は、応答が、a. 応答なし、b. ラッチオフ (LO)、または c. オートリスタート (AR) のいずれかになるようにプログラムできます。応答なしの場合、テレメトリ リードバック異常レジスタに記録されます。

ウォッチドッグ タイマー (0x26)

ウォッチドッグ タイマーは、I²C コマンド信号のやり取りを監視します。また、調整可能なタイムアウトを備えています。設定時間内に I²C コマンドが受信されない場合、InnoSwitch4-Pro は、リセット状態になります。ウォッチドッグ タイマーは、マスターが最初の I²C コマンド (読み出しまたは書き込み) を発行するまで確定しません。リセット状態では、以下が発生します。

1. VBUS スイッチが無効 (直列スイッチがオープン) になります。
2. VOUT ピン電圧は、デフォルトの 5 V スレッシュホールドで制御します。
3. すべてのコマンド レジスタがクリアされます。

0x00 をレジスタ 0x26 に書き込むことで、ウォッチドッグ タイマーは無効になります。この機能は無効にすると、初期のソフトウェアのデバッグや試作品のデバイスの機能チェックに役立ちます。

例: ウォッチドッグ タイマーを無効にする場合:

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command: ウォッチドッグ タイマー レジスタ (0x26)
バイト: 0x00 (2'b00)

直列 VBUS スイッチのオープンとクローズ (0x04)

VBEN を有効にすると (VBUS 直列スイッチをクローズすると)、高い制御精度を達成するために、ADC サンプリング周波数が上昇します。VBEN が無効な場合 (直列 VBUS スイッチがオープンの場合)、CV レジスタ (0x10) 及び CC レジスタ (0x98) に対する 80 ms よりも速い書き込みコマンドは受け付けられません。

直列 VBUS スイッチをクローズするには、0x03 (奇数パリティ付きは 0x83) を VBEN レジスタ (0x04) に書き込み、スイッチをオープンにするには 0x00 (奇数パリティ付きは 0x80) をこのレジスタに書き込みます。VBUS スイッチがオープン (VBEN が無効) の場合、システムはデフォルト出力電圧セットポイントの 5 V にリセットされます。また、直列 VBUS スイッチを無効にした場合はプログラム可能なコマンド レジスタがすべてデフォルト値にリセットされます。VBEN が無効になるか、VDIS レジスタが有効になったときに、InnoSwitch4-Pro コントローラはリセット状態になります。

どちらのコマンドの場合も、コントローラはリセット状態であるため、コマンドの最後の ACK または Nack は想定されていません。

また、InnoSwitch4-Pro には、バス スイッチ オープンとシステム リセットなしのオプションが含まれます。システム リセットなしでスイッチを開くには、0x01 (奇数パリティ付きは 0x01) を VBEN レジスタ (0x04) に書き込みます。この場合、直列バス スイッチはオープンになり、スイッチ前の出力電圧は、以前に CV レジスタで構成したままとなります。プログラム可能なコマンド レジスタはすべてデフォルト値にリセットされず、以前プログラムされた構成を保持します。

「アクティブ VOUT ピン ブリーダー及び出力負荷放電機能」セクションで説明されているように、VBEN レジスタを有効にすると、VDIS レジスタ (0x08) は自動的に無効になります。

例: 直列 VBUS スイッチ (0x83) の有効化 (クローズ):

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          VBEN レジスタ (0x04)
バイト:              0x83 (8'b1000 0011)
```

システム リセット (0x00) とともに直列バス スイッチをオープンにするコマンドを送信する前に、出力電圧を 5 V に設定するコマンド (CV レジスタ 0x10) を推奨します。オートリスタートまたはラッチオフの場合、バス スイッチは無効になっていません。出力停止の場合、バス スイッチは停止し、システムはデフォルト構成にリセットされます。出力電圧を 16 V よりも大きくする前に、VBEN コマンドを送信して、直列バス スイッチを有効にする (スイッチをクローズする) 必要があります。

電源のターンオフ (0x8A)

I²C マスターには、(I²C コマンドを介して) 電源をターンオフする機能があり、電源を再起動させる場合には AC パワーサイクルを要求します。

例: 電源をターンオフする場合:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          PSU レジスタをターンオフ (0x8A)
バイト:              0x01 (1'b1)
```

高速 VI コマンド

出力電圧/電流をプログラムする CV (0x10) 及び CC (0x98) コマンドの最大送信速度のデフォルト値はそれぞれ 10msec です。ただし、高速 VI コマンドレジスタ (0x8C) に 0x1 を設定することでこの速度制限を無効にできます。

例: V/I コマンドの速度制限を無効にする場合:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          高速 VI 速度レジスタ (0x8C)
バイト:              0x01 (1'b1)
```

アクティブ VOUT ピン ブリーダー及び出力負荷放電機能

出力電圧のレギュレーション設定を HIGH レベルから LOW レベルに放電する必要があり、その場合には VOUT ピンの強いブリーダー機能をアクティブにします。VOUT ブリーダーは、BLEEDER レジスタ (0x86) に 0x01 を書き込むことでアクティブにできます。

コントローラの過度な電力消費を防ぐため、BLEEDER レジスタを必要以上に長く有効しておかないでください。出力電圧のセットポイントを HIGH レベルから LOW レベルにブリードするためにこの BLEEDER 機能を使用する場合、VOUT10PCT レジスタ (READ10 0x14 読み出しレジスタのビット 4) を使用してその機能を無効にする必要があります。

VOUT10PCT レジスタは、出力電圧が目標レギュレーション電圧を10%上回ると設定されます。

InnoSwitch4-Pro は、強いブリーダーが有効になっている場合、電力を節約するために SR ピンを自動的に無効にします。

InnoSwitch4-Pro はまた、VB/D ピンをグラウンドに接続することで、VBUS 出力電圧を放電できます。放電回路は、標準的なアプリケーション回路図に示されているように、VBUS 出力から VB/D ピンに直列に接続されるダイオードと抵抗で構成されます。抵抗は、VB/D ピンへの電流が電気仕様で指定された最大電流制限内になるように選択する必要があります。

負荷放電機能は、VDIS レジスタ (0x08) に 0x03 (奇数パリティ付きは 0x83) を書き込むことで有効になります。VDIS レジスタを有効にすると、VBEN レジスタ (0x04) は自動的に無効になり、デバイスはデフォルトの状態にリセットされます。

I²C マスターは、テレメトリを使用して VOUT ピン電圧または固定タイマーを監視し、これら両方の機能を無効にするタイミングの決定に役立てることができます。

デバイスのリセットが望ましくない状況の場合、VDIS レジスタ (0x08) に 0x02 を書き込むことで、リセットせずに負荷放電機能を有効にすることができます。このコマンドは、デバイスをリセットすることなく負荷放電を有効にしますが、VBEN レジスタを停止しません。リセットせずにバス スイッチを停止するには、別のコマンド 0x01 を VBEN レジスタに書き込む必要があります。

例: Vout ブリーダーを有効化する場合:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          BLEEDER レジスタ (0x86)
バイト:              0x01 (8'b0000 0001)
```

例: VBUS 出力を放電する場合:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          VDIS レジスタ (0x08)
バイト:              0x83 (8'b1000 0011)
```

I²C トラフィック低減のための自動ブリーダー制御

InnoSwitch4-Pro には、自動停止機能付きブリーダー有効化のオプションが含まれています。ブリーダー レジスタ (0x86) に 0x03 を書き込むと、ブリーダー機能が有効になります。この機能は、VOUT10PCT レジスタがクリアされると、自動的に無効になります。

二次側過熱保護 (0xAE)

二次側コントローラのダイ温度が約 125 °C を超えると、前述のアクティブな VOUT ピン ブリーダー機能がオフになります。ブリーダーは、コントローラの温度がプログラミング可能なヒステリシス値を下回るまで、再有効化を許可されません。

例: 二次側 OTP ヒステリシスを 60 °C に設定する場合:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          OTP レジスタ (0xAE)
バイト:              0x01 (1'b1)
```


過渡応答

より高速な過渡応答が求められるアプリケーションに対して InnoSwitch4-Pro は、LOW レベルから HIGH レベルの出力電圧変位にかかる時間を減少させるためのコマンドレジスタを備えています。コマンドレジスタアドレスと推奨設定を次のテーブルに示します。

コマンド レジスタ アドレス	デフォルト		推奨 (高速化)	
	MSB	LSB	MSB	LSB
0x32	0x28	0x1E	0x14	0x0A
0x34	0x18	0xC8	0x1F	0x84

デフォルトや推奨設定以外の値を使用すると、発振する場合があります。

定電圧負荷

最終のアプリケーションで定電圧(CV)タイプの負荷が必要になった場合、InnoSwitch4-Proの定電流レギュレーションモードを定電圧 (CV) タイプ負荷に最適化できます。このコマンド レジスタを有効にすると、CV 負荷のみの出力電流リップルを低減します。以下のコマンド レジスタと設定は、CV 負荷をサポートしなければならない場合にのみ使用される必要があります。

コマンド レジスタ		デフォルト		推奨 (CV 負荷向け)	
アドレス	奇数パリティ付きアドレス	MSB	LSB	MSB	LSB
0x30	0xB0	0x00	0x1F	0x0A	0x20

DCM 専用

InnoSwitch4-Pro には、コンバータが常に不連続動作モード (DCM) で動作するという、二次側から一次側へのスイッチング サイクル要求を制限する機能が含まれます。

高入力電圧でステップ負荷が発生した場合、通常は 1 つ以上の CCM サイクルで動作し、FW ピンのピーク電圧が上昇します。DCM 専用機能を有効にすると、ピーク電圧が制限され、SR-FET のストレスが減少します。

DCM 専用機能は、I²C コマンドで有効/無効にすることができます。DCM 専用レジスタ (0xBA) に 0x04 を書き込むと、この機能が有効になります。

例: DCM 専用モードを有効にする場合:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          DCM 専用レジスタ (0xBA)
Byte:                 0x04 (8'b0000 0100)
```

テレメトリ (リードバック) レジスタ

テレメトリ読み出しレジスタ (READ1 から READ7) はテーブル 3 のすべてのコマンドレジスタの内容を示します。テレメトリ読み取りレジスタのアドレスは、グループ化され、1 つの I²C リードバック コマンドで、目的の開始及び終了テレメトリ アドレスとともに電源ステータスを取得するための最適なポーリングが可能になります。

異常レジスタ

セット電圧、セット電流、定電力ニー電圧、制御 (直列 VBUS スイッチ、VOUT ピン ブリーダー、負荷放電など)、及びすべての異常ステータスを含むすべてのコマンド レジスタは、I²C を介して、InnoSwitch4-Pro のテレメトリ機能を使用してリードバックできます。READ10 テレメトリ レジスタは条件が有効でなくなると瞬時にクリアされます。

READ16 (0x20) レジスタは、オートリスタートとラッチオフの異常レジスタデータを含みます。このレジスタは、BPS ピンが低電力スレッシュホールドを下回るか、直列 VBUS スイッチがオープンになった場合にのみクリアされます。

例: 出力低電圧 (UV) 異常によって発生したかどうかを確認するために、異常テレメトリ レジスタを読み出す場合。

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
読み出しレジスタ: 0x80
テレメトリ レジスタ: 0x20

PI_SLAVE_ADDRESS [r]: 0x31 (8'b0011 0001)
PI_Slave Response: 下位バイト 8'b0000 0000 (0x00)
                   上位バイト 8'b0000 0010 (0x02)
```

動作モード フラッグ (OMF)

InnoSwitch4-Pro は、テレメトリ レジスタ READ11 (0x16) で動作のモードを報告します。InnoSwitch4-Pro が CV、CP、または CC モードで動作している場合に報告します。割り込みマスクが有効な場合、動作モードが CV、CP、CC モードの間で変更されると、割り込みが発生します。電源の OMF ステータスは、定常状態で動作している時に読み取る必要があります。

メインレギュレーション DAC 入力

READ14 テレメトリ レジスタは、定電圧、定電流、定出力電力レギュレーションを制御する、メインレギュレーションループへの入力です。このレジスタ値が CV 設定レジスタ (0x10) の値と同じ場合、コンバータは定電圧モードで動作しています。READ14 が CV 設定レジスタ (0x10) 未満の場合、コンバータは、定電力ニー電圧レジスタ (0x1A) の値に応じて、定電流 (CC) または定電力 (CP) モードで動作しています。

READ14 レジスタからの計算される出力電圧は、 $V_{OUT} = 5V + (MSB \times 100\text{ mV}) - (LSB \times 10\text{ mV})$ です。

例: READ14 (0x1C): MSB = 0x00, LSB = 0x0E
LSB は d'14 より、 $V_{OUT} = 5 - (14 \times 10\text{ mV}) = 4.86\text{ V}$

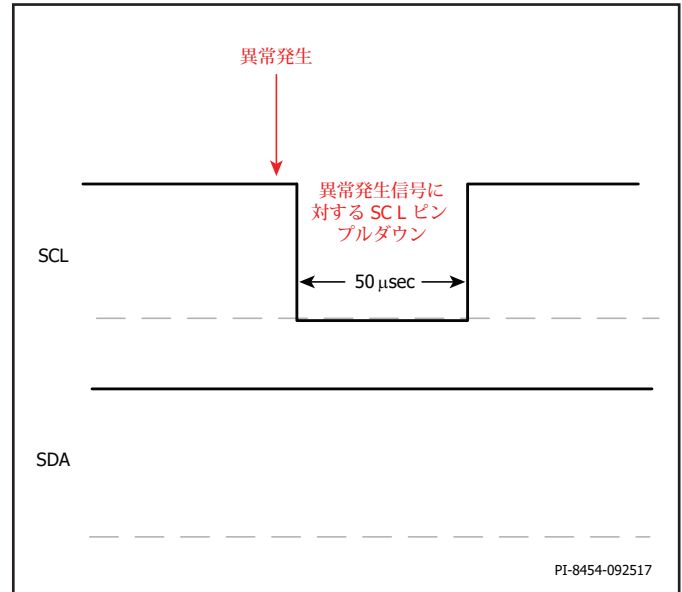


図 17. I²C アイドル中の割り込みマスク

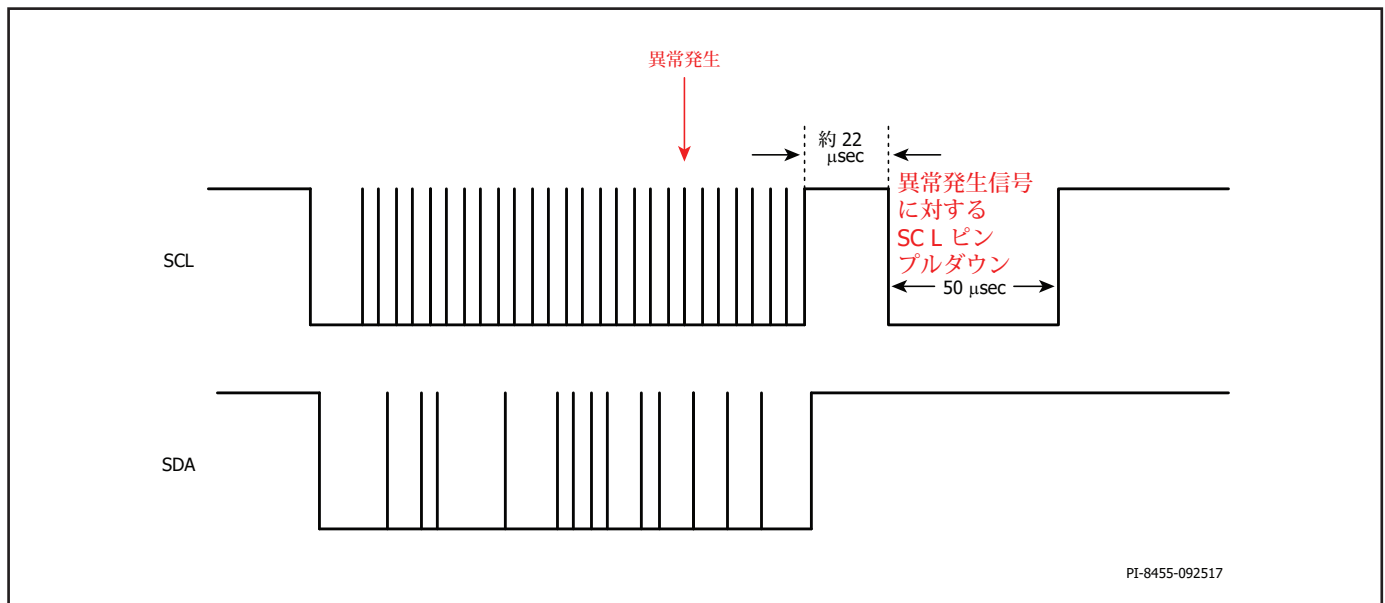


図 18. アクティブな I²C トランザクション中の割り込みマスク

SCL ピンを介した異常信号割り込み

異常報告を向上させるために、I²C アイドル状態の間 (SDA ピンと SCL ピンの両方が High になっている場合)、SCL ピンにおいてアクティブな割り込みレポートスキームが機能します。

異常が発生すると、SCL ピンは、次のいずれかの条件で動作します。

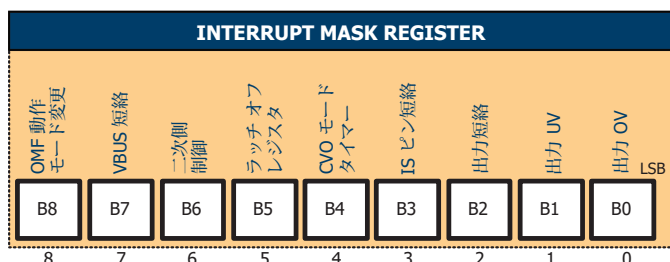
1. SCL ピンがアイドルモード (図 17 参照) の場合、異常が検出されるとただちに、異常割り込みが発生します。割り込みにより SCL ピンは 50 μs の間プルダウンされ、その後開放されて、HI 状態に戻ります。
2. SCL ピンがビジー (アクティブ I²C トランザクション) (図 16 参照) の場合、異常割り込みは I²C トランザクションが完了するまで待機し、約 22 μs 待機して、SCL 信号を 50 μs (最小) プルダウンしてから解放して HI 状態に戻します。

この機能を有効にするには、個々の異常状態に対して割り込みマスク書き込みレジスタ (0x2C) を有効にする必要があります。図 19 を参照してください。異常が発生すると、割り込みがリセットされ、SCL レポートスキームをアクティブにするために、目的とする特定の異常を再有効化する必要があります。

割り込みマスク読み取りレジスタ (0x22) は、割り込みがトリガされても自動的にクリアされず、割り込みマスク書き込みレジスタが再度有効になった場合にのみリセットされます。二次側制御割り込みビット [6] は、二次側コントローラが一次側とのハンドシェイクを待機していることを示しています。このイベントは、一次側過熱シャットダウンや、入力電圧の低電圧または過電圧状態など複数のシステム異常によって引き起こされる可能性があります。

注 1: 応答なしに設定されていても割り込みマスクが有効になっている場合には、どの異常においても SCL ピン信号での割り込みが発生します。

注 2: いずれかの異常応答が出力停止に設定されており、割り込みマスクが有効になっていると、異常が通知されて、SCL ピンの割り込み信号のステータスがアンビバレントである場合、システムリセットが発生します。出力停止応答に構成されている異常の割り込みマスクは、有効にしないことを推奨します。



PI-8456b-061021

図 19. 割り込みマスクレジスタ。

例: 割り込み書き込みレジスタを設定して、出力 OV、UV、または短絡異常のみの SCL ピン異常のフラグを立てる場合。

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: INTM レジスタ (0x2C)
 バイト: 0x07 (8'b0000 0111)

出力電圧測定

VOUT ピンの電圧は、テレメトリレジスタ READ 9 (0x12) で利用可能です。3 ~ 24 V のレギュレーション範囲全体にわたって、このテレメトリレジスタの公差は ±3% です。出力電圧が 5 V 未満で負荷が約 50 mA 未満の場合、コンバータのスイッチング周波数が非常に低くなるために電圧が変動することがありますが、許容公差内に入ります。これは正常であり、想定される動作です。

出力電圧レポートバックは 12 ビット形式ですが、分解能は、テーブル 5 に示されているように、出力電圧範囲に応じて変わります。このテレメトリレジスタは単に表示目的であり、定常状態動作での VOUT ピンは、CV レジスタ (0x10) のセクションで説明されている CV 書き込みレジスタ (0x10) ごとに非常に厳密に制御されています。

次の表に、出力電圧に応じたレポートバック分解能のステップサイズを示します。

出力電圧範囲 (V)		分解能 ステップサイズ
3	7.2	20 mV
7.2	10	50 mV
10	24	100 mV

テーブル 5. 出力電圧レポートバックの分解能。

実際の出力電圧が 5.11 V の場合 (CV 書き込みレジスタ 0x10 は 0x837F に設定)。

この範囲における分解能ステップサイズは 20 mV であるため、READ9 レジスタは、5.10 V または 5.12 V です。

例: READ 9 リードバックレジスタ値が 0xA801 で、下位バイトが上位バイトに先行することを示している場合、16 進数から 10 進数への適切な変換は 0x01A8 = 424 (10 進数) になります。

全出力電圧範囲のレポートバックは実際の出力電圧に変換するために 10 mV で割られ、この例の場合、出力電圧は 4.24 V になります。

出力電圧セットポイント READ1 (0x02) のリードバックとすべての読み出しレジスタは、下位バイトが上位バイトに先行した形式になります。

出力電流測定

負荷出力電流も、テレメトリレジスタで利用できます。

テレメトリレジスタ READ8 (0x10) には、瞬間的に測定された相対出力負荷電流データが含まれます。負荷電流は、InnoSwitch4-Pro の IS ピンと GND ピン間に接続されたセンス抵抗でプログラムされたフルスケール定電流レギュレーションスレッシュホールドに関して、相対的に利用できます。

ADC のフルレンジは 192 で、これは電流センス抵抗全体にわたる 100% のスレッシュホールドを意味しています。

例: 10 mΩ センス抵抗を使用して、リードバックレジスタが 0x8040 の場合。

上位バイトから奇数パリティビットを取り除くと、その結果は 0x40 = 64 (10 進数) になります。

センス電流値 = N (10 進数) × 0.167/R_{SENSE}
 64 × 0.167/10 = 1.068A。これが、出力電流の測定値です。

(0.167 mV = 32 mV/192。ここで 32 mV = IS_(TH) で、192 は ADC のフルレンジです)。

READ12 及び READ13 は、測定した出力電流と出力電圧それぞれの 16 サンプルの移動平均です。これらの平均レジスタの値は、瞬時のレジスタ (READ8 及び READ9) よりも安定していますが、安定するまでにわずかに時間がかかります。

直列 BUS スイッチがオープンの場合、これらのレジスタはクリアされ、データ蓄積のための測定が開始されるまで、値はゼロにリセットされます。READ 12 及び READ 13 の分解能は、それぞれ READ8 及び READ 9 と同じです。

出力電圧と出力電流の測定レジスタは、100 μs ごとに更新されます。

I²C 接続

uVCC 外部電源

uVCC ピンは、正確に制御された 3.6 V 電源を外部コントローラに供給します。VOOUT ピンが 5 V 以上の場合、この電源は 0.5 秒間に最大 40 mA の負荷電流を供給できます。定常動作の場合、uVCC から引き出される電流は 10 mA 未満と想定されます。uVCC ピンは、少なくとも 2.2 μ F のセラミックコンデンサで GND ピンとデカップリングする必要があります。VOOUT ピンの電圧が 3.9 V 未満の場合、内部 LDO の出力が低下し、uVCC ピン電圧は VOOUT ピン電圧に従います。これらの条件では、uVCC ピン電圧は負荷電流と内部直列インピーダンスに応じて変わります。VOOUT ピン電圧が 3 V で uVCC の負荷電流が 6 mA の場合、uVCC の出力電圧は $3\text{ V} - R_{\text{uVCC}}(\Omega) \times 6\text{ mA}$ と想定されます。

VOOUT ピン電圧が低下して uVCC ピン電圧が uV_{CCRST} スレッシュホールドを下回ると、I²C による通信は不可能になります。

SCL/SDA プルアップ要件

SCL ピン及び SDA ピンは、抵抗で uVCC ピンにプルアップする必要があります。最大プルアップ抵抗は、SCL/SDA ピンと I²C マスターの容量によります。合計容量が 20 pF であると仮定して、その信号の電圧が VIL スレッシュホールドに下がるまでの時間を SCL クロック周波数の関数として次のテーブルに示します。

InnoSwitch4-Pro は、535 kHz を超える I²C 周波数で使用できますが、データシートのパラメータ テーブル及びその下の関連メモに記載されている特別なタイミング要件を満たす必要があります。535 kHz を超える周波数でこの要件を満たすには、非対称 I²C CLK 信号を生成する能力のある

インターフェイス IC が必要になることがあります。インターフェイス IC にこの能力がない場合(または I²C バスを介して InnoSwitch4-Pro に接続されているマイクロコントローラの場合)は、535 kHz 以下の I²C 周波数を使用することを推奨します。

最大周波数 (kHz)	最大プルアップ抵抗 (k Ω)	t _r (ナノ秒)
400	13	300
500	10	240
600	8	200
700	7	178

テーブル 6. I²C プルアップ抵抗値。

535 kHz 以上の周波数でこれらの要件を満たすには、インターフェイス IC が、非対称 I²C CLK 信号を生成する機能を持つ必要があります。インターフェイス IC (または I²C バスを介して InnoSwitch4-Pro に接続されているマイクロコントローラ) にそのような機能がない場合は、535 kHz 以下の I²C 周波数を使用することを推奨します。

I²C の波形例

出力電圧を 8 V に設定

図 9 と同じ例の波形を示します。

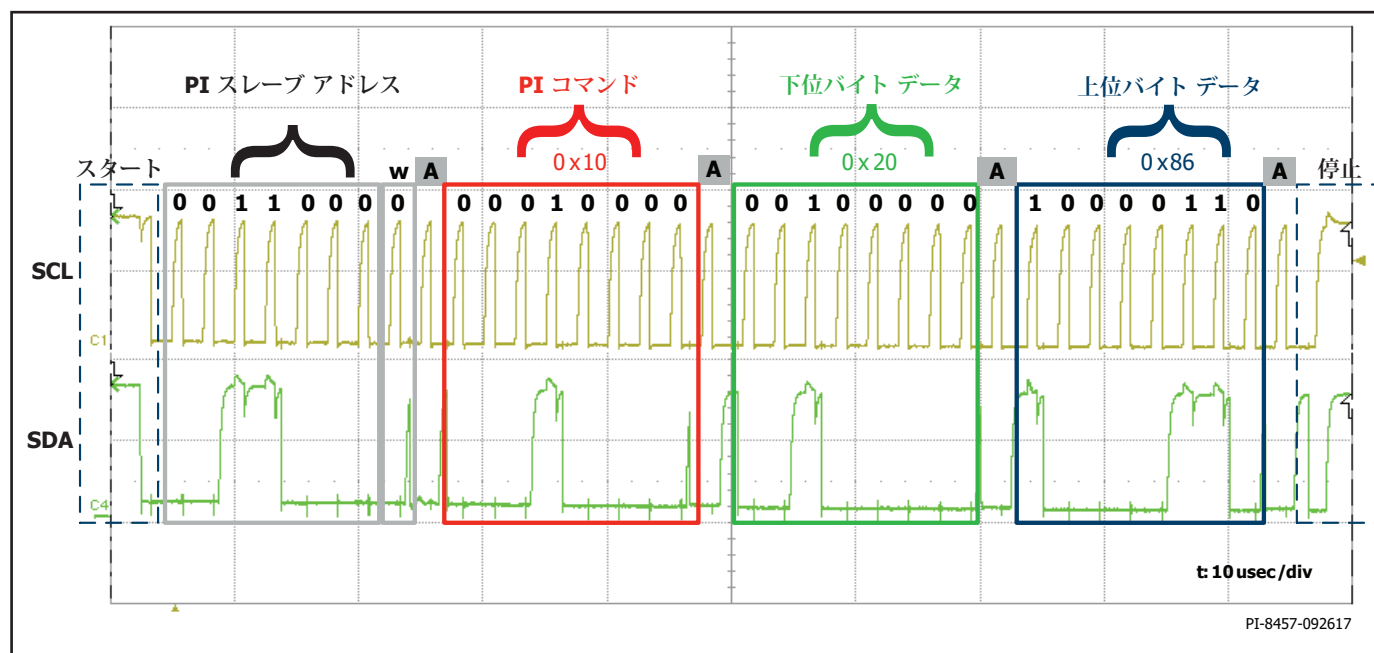


図 20. 出力電圧を 8 V に設定した場合の I²C 波形

低電圧により発生した AR イベントの後にテレメトリ異常レジスタを読み出す

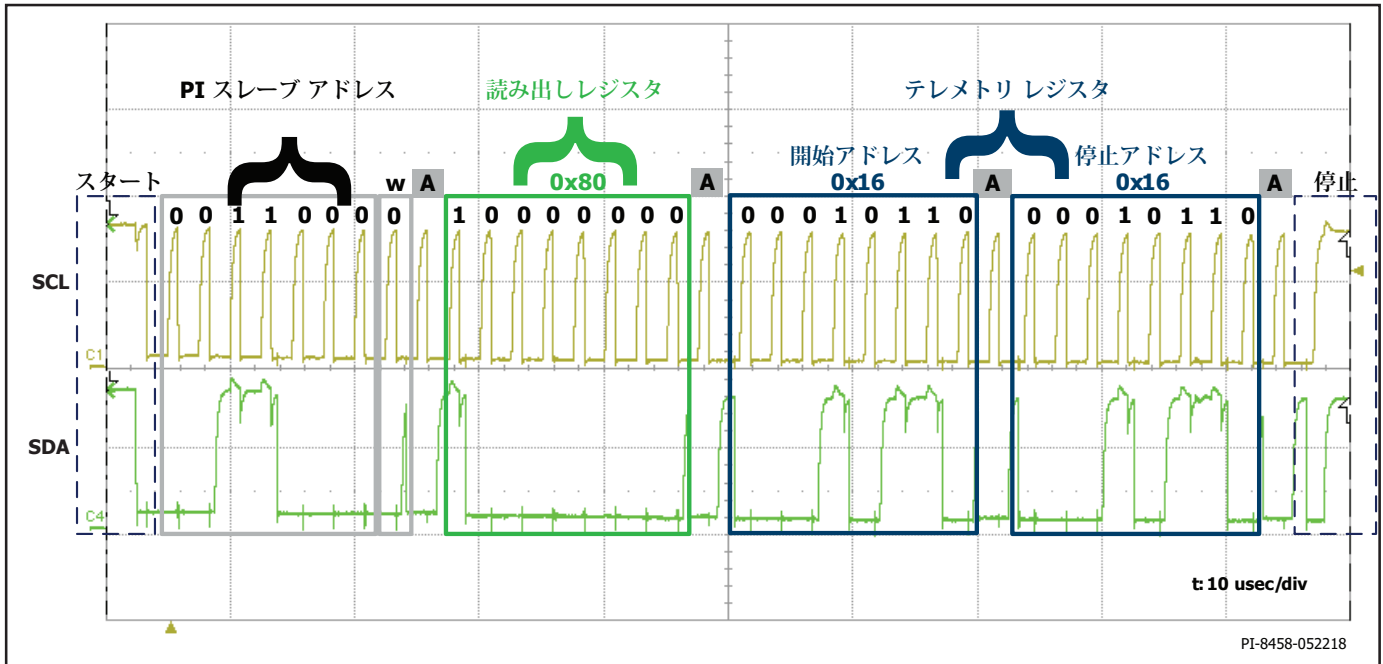


図 21. READ11 をリードバックするために、異常レジスタ READ11 のアドレスを読み出しレジスタ (READ0) に書き込むための I²C 波形

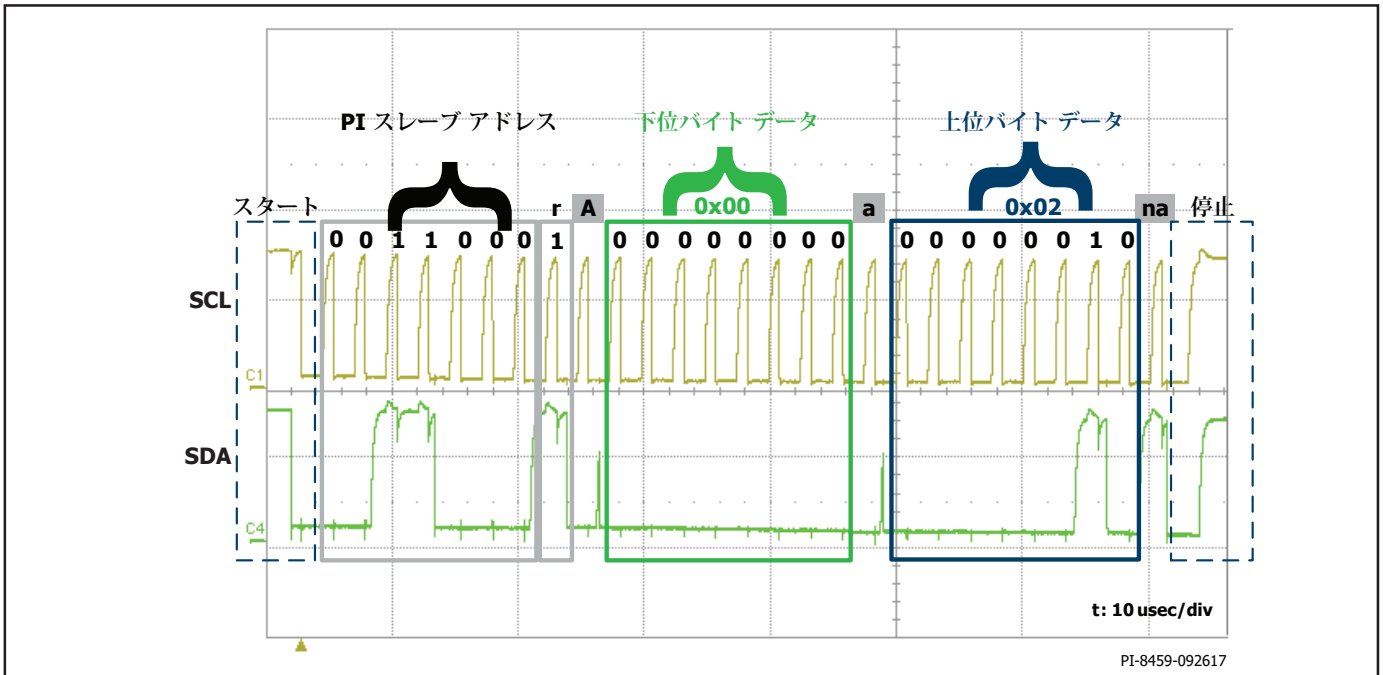


図 22. READ11 レジスタからの読み出し値の I²C 波形

応用例

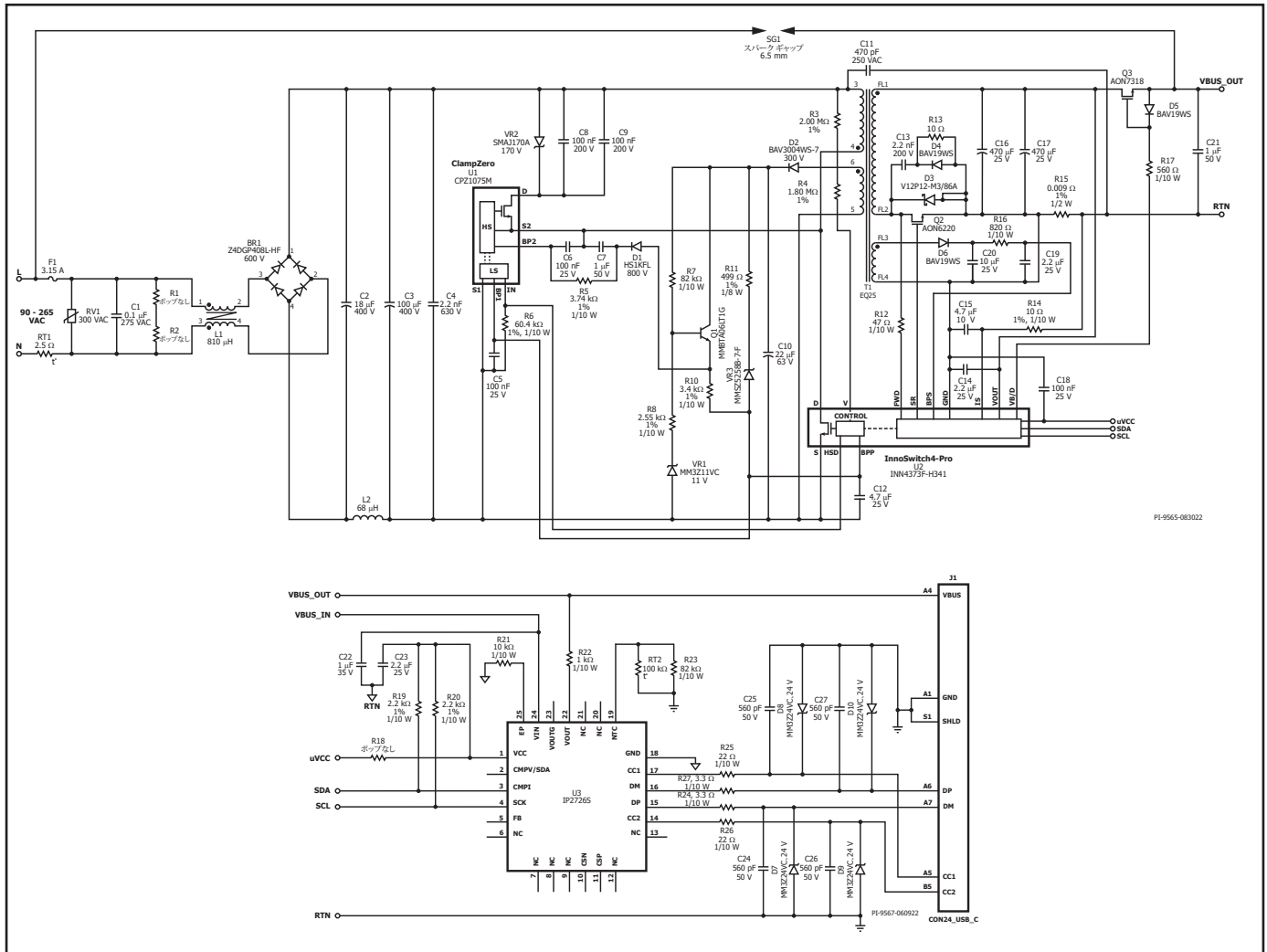


図 23. INN4373F-H341 InnoSwitch4-Pro を使用した 65 W USB PD 電源の回路図

図 23 に示す回路は、INN4373F-H341 IC を使用した、5 V 時 3 A、9 V 時 3 A、15 V 時 3 A、20 V 時 3.25 A 65 W 定電力出力のプログラムが可能な電源です。パワー ステージは、Injoinic の IP2726S IC で制御されます。この USB PD 電源は、DOE レベル 6 及び EC CoC 5 に準拠します。

入力 ヒューズ F1 は、部品異常から回路を絶縁して保護します。共通モードチョーク L1 と Y コンデンサ C1 は共通モードノイズを低減し、インダクタ L2 はコンデンサ C2 及び C3 とともに π フィルタを形成し、C1 とともにディファレンシャルモード EMI を低減します。突入サーミスタ RT1 は、電源が入力 AC 入力に接続されている場合に、突入電流を制限します。MOV RV1 は、サージ保護に使用されます。ブリッジダイオード BR1 は、AC 入力電圧を整流し、全波整流 DC を供給します。

一次側トランスの一端は整流 DC バスに接続され、もう一端は InnoSwitch4-Pro IC のドレイン端子に接続されます。抵抗 R3 と R4 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。

ClampZero IC のボディダイオードによって形成される一次側クランプとコンデンサ C8 及び C9 は、U2 に内蔵されるスイッチのターンオフの瞬間に、U2 のピークドレイン電圧を制限します。トランスの漏れインダクタに蓄え

られているエネルギーは、コンデンサ C8 と C9 に転送されます。磁気エネルギーの一部も静電容量に応じて C8 と C9 に転送されます。VR2 は、異常状態中に InnoSwitch4-Pro を過剰なドレイン電圧から保護するために使用されます。高電圧セラミックコンデンサ C4 は、バルク電圧をデカップリングするために使用され、高周波数スイッチング電流のループエリアを小さくします。

InnoSwitch4-Pro は、HSD (ハイサイドドライブ) 信号を生成し、二次側から内部 FluxLink を介して指示が送られた場合に ClampZero デバイスをオンにします。ClampZero IC (U1) がオンになり、InnoSwitch4-Pro 一次側パワースイッチのソフトスイッチングを達成すると、クランプコンデンサ C8 及び C9 は、トランスの漏れインダクタンスを充電し (CCM 動作時)、またはトランスの漏れインダクタンスと磁気インダクタンスの両方を充電します (DCM 動作時)。

ゼロ電圧スイッチングを達成するために、ClampZero スイッチ (U1) のターンオフと、InnoSwitch4-Pro 一次側のターンオンの間には、わずかな遅延があります。この遅延は、低入力電圧の場合は抵抗 R6 値によって (5 ページ参照)、また高入力電圧の場合は 500 ns 固定でプログラムできます。プログラム可能な遅延と固定遅延の間の移行は、InnoSwitch4-Pro の V ピンの入力電圧情報に基づきます。

IC U2 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 C12 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 C10 によりフィルタされます。リニア レギュレータ回路は、BJT Q1、R7、R8 及びツェナーダイオード VR1 で構成され、R10 を介して InnoSwitch4-Pro の BPP ピン及び、ClampZero IC の BP1 ピンに、十分な電流が流入するようにします。十分な電流を BPP 及び BP1 ピンに流入することにより、U2 の内部電流源は C12 を充電する必要がなくなり、無負荷状態及び通常動作時の消費電力が最小限に抑えられます。

コンデンサ C5 は、IC U1 の BP1 ピンのデカップリングを行います。コンデンサ C6 は、BP2 ピンのデカップリングを行います。ダイオード D1 とコンデンサ C7 はブートストラップ回路を形成し、ハイサイド BP2 ピンにバイアス供給します。抵抗 R5 は、BP2 ピンに流入する電流を制限します。外部からバイアス供給することで、ハイサイドの内部タップのターンオンが回避され、過剰なエネルギー損失が最小限に抑えられます。

ツェナー ダイオード VR3 は、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。コンバータの出力時に過電圧が発生した場合、補助巻線の電圧が上昇し、VR3 が導通します。それにより、InnoSwitch4-Pro IC 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、InnoSwitch4-Pro コントローラはラッチオフし、それ以上の出力電圧の上昇を防止します。抵抗 R11 は、出力電圧保護がトリガされた場合に、BPP ピンに流入する電流を制限します。

出力レギュレーションは変調制御によって行われ、スイッチング サイクルの周波数と I_{LM} は出力負荷に基づいて調整されます。高負荷時には、スイッチング サイクルのほとんどが有効になります。この場合の I_{LM} は、選択された I_{LM} の範囲内の上限値に近くなります。軽負荷時または無負荷時には、サイクルのほとんどが無効で、この場合の I_{LM} は、選択された I_{LM} の範囲内の下限値に近くなります。サイクルが有効になると、サイクルが有効になると、一次電流が特定の動作状態のデバイスのカレントリミットまで上昇するまで、スイッチはオンのままになります。

InnoSwitch4-Pro IC の二次側は、出力電圧検出、出力電流検出、及び同期整流用 FET のドライブを行います。トランスの二次側巻線の電圧は、二次側同期整流 FET (SR FET) Q2 によって整流され、コンデンサ C16 及び C17 によってフィルタされます。放射 EMI を発生するスイッチング時の高周波リングは、RCD スナバ (R13、C13 及び D4) によって低減します。ダイオード D4 は、抵抗 R13 での電力損失を最小限に抑制します。ショットキー ダイオード D3 は、ClampZero スイッチ導通期間中に発生する損失を最小限に抑えます。

Q2 のゲートは、抵抗 R12 を介して検出され、IC の FWD ピンに入力される二次側巻線電圧に基づいて、IC U2 の二次側コントローラによって、オンになります。

連続動作モード時、SR FET は、FluxLink を介して二次側が一次側に新しいスイッチング サイクルを要求する直前に、オフになります。不連続モード動作時には、SR FET の電圧降下がスレッシュホールドの $V_{SR(TH)}$ を下回るとオフします。一次側パワースイッチを二次側が制御することにより、一次側及び二次側のパワースイッチの同時導通を防止し、信頼性の非常に高い同期整流動作を実現します。

IC の二次側は、二次側巻線の順方向電圧または出力電圧によって自己給電されます。この設計の場合、二次側バイアス巻線回路は、システム効率をさらに改善するために使用されます。バイアス巻線の電圧は、ダイオード D6 によって整流され、コンデンサ C20 によってフィルタされます。抵抗 R16 は、U2 の BPS ピンに流入する電流を制限します。InnoSwitch4-Pro IC の BPS ピンに接続されているコンデンサ C19 は、内部回路のためのデカップリング コンデンサです。

出力電流は、抵抗 R15 にわたる電圧降下を監視することで検出します。電流測定は、抵抗 R14 とコンデンサ C15 でフィルタされてから、IS ピンと SECONDARY GROUND ピン間電圧として検知されます。I²C インターフェイスを介して USD PD コントローラによって設定される内部電流検出スレッシュホールドは、損失軽減のため、最大で約 32 mV になります。出力電流スレッシュホールドを超えると、InnoSwitch4-Pro は、その構成に応じて、可変周波数及び一次側スイッチの可変ピーク電流制御方式を使用して出力電流を固定し続けるか、電源をシャットダウンします。

定電流 (CC) 動作の場合、出力電圧が 5 V を下回ると InnoSwitch4-Pro IC 内部の二次側コントローラは、二次側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 R12 及び内部レギュレータを介して SECONDARY BYPASS ピン デカップリング コンデンサ C19 を充電するために使用されます。これにより、最小UVスレッシュホールドに低下するまで出力電流レギュレーションを維持します。このレベルを下回ると、出力負荷が軽減されるまでオートリスタートになります。

出力電流が CC スレッシュホールドを下回る場合、コンバータは定電圧モードで動作します。出力電圧は、InnoSwitch4-Pro IC の VOUT ピンによって監視されます。電流レギュレーションと同様に、出力電圧も、InnoSwitch4-Pro IC 及び USB-PD コントローラ IC の内蔵二次側コントローラで設定される内部電圧スレッシュホールドと比較され、出力電圧レギュレーションは、可変周波数及び一次側パワースイッチの可変ピーク電流制御方式を使用して実現されます。コンデンサ C14 は、VOUT ピンのデカップリング コンデンサとして使用されます。

N チャンネル MOSFET Q3 は、フライバック コンバータの出力を USB Type-C レセプタに接続又は切断するパス スイッチとして機能します。MOSFET Q3 は、InnoSwitch4-Pro IC の VB/D ピンで制御されます。ダイオード D5 は Q3 のソースと ゲート間に接続され、抵抗 R17 は Q3 のゲート端子から VB/D ピンに接続されており、Q3 がターンオフした時にバス電圧を放電するバスになります。コンデンサ C21 は、出力の ESD 保護と出力電圧リップル低減のために使用されます。

Injoinic IP2726S (U3) は、USB Type-C 及び PD コントローラです。InnoSwitch4-Pro IC U2 の出力は、フライバック出力電圧 VBUS_IN から IP2726S デバイスに直接電力供給します。USB PD プロトコルは、Type-C プラグの接続方向によって、CC1 入力または CC2 入力のいずれかを介して通信します。

IP2726S IC は、SCL 信号及び SDA 信号による、I²C インターフェイスを介して InnoSwitch4-Pro IC と通信を行い、CV、CC、VKP、OVA、及び UVA パラメータなどのいくつかのコマンド レジスタを設定します。これらのパラメータはそれぞれ、InnoSwitch4-Pro IC の出力電圧、定出力電流、定出力電圧スレッシュホールド、出力過電圧スレッシュホールド、及び出力低電圧スレッシュホールド レジスタに対応します。InnoSwitch4-Pro IC のステータスはまた、IP2726S IC によって I²C インターフェイスを通じて、テレメトリ レジスタから読み出されます。

コンデンサ C18 は、U2 の uVCC ピンに対するデカップリング コンデンサとして使用します。抵抗 R19 及び R20 は、それぞれ SDA 及び SCL のプルアップ抵抗として使用されます。

コンデンサ C22 は U3 の VIN ピンに対するデカップリング コンデンサとして使用され、コンデンサ C23 は U3 の VCC ピンに対するデカップリング コンデンサとして使用されます。抵抗 R25、R26、C25、C26、D8、及び D9 は、CC1 及び CC2 ラインの ESD サージ保護として使用されます。

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 87% 以上、最大デバイスの効率は 92% 以上を想定しています。
3. $\pm 5\%$ のトランスの一次インダクタンス公差。
4. 跳ね返り電圧 (VOR) は、ユニバーサル入力の最小入力電圧に対して $K_p = 0.7$ 、高入力設計に対して $K_p = 1$ を維持するように設定されます。
5. アダプタに対する最大導通損失は 0.6 W に制限されています (オープン フレーム設計に対しては 0.8 W)。
6. ピーク電力及びオープン フレーム電力設計ではハイ カレントリミットを選択し、アダプタ設計では標準カレント リミットを選択。
7. SOURCE ピン温度を 110 °C 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、パワースイッチのターンオン時に初期カレントリミット (I_{INT}) を超えることを抑止します。

一次側過電圧保護

InnoSwitch4-Pro 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内部保護を使用します。保護応答はデバイスの機能コードによって異なり、ラッチオフまたはオートリスタートになります。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 ダイオード及び抵抗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。

ツェナー ダイオードと抵抗は、目標とする OVP レベルの時に BPP に引き込まれる電流が BPP シャットダウンスレッシュホールド電流 I_{SD} を超えるように選択する必要があります。ツェナー ダイオードは、通常動作時の定常状態及び過渡状態では導通してはいけないため、これらの状態ではクランプ電圧がバイパス コンデンサ電圧と BPP 電圧の差よりも大きくする必要があります。より信頼性の高い設計を実現するには、OVP ツェナーがショートした場合でも、BPP ピンに供給される電流が絶対最大定格の 100 mA を下回るように抵抗値を選択する必要があります。

無負荷時待機電力の削減

InnoSwitch4-Pro 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。さらに、この内部電流源は、起動時に ClampZero デバイスの BP1 デカップリングコンデンサも充電する必要があります。ただし、InnoSwitch4-Pro IC がスイッチングを開始した後は、PRIMARY BYPASS ピンへの電流供給にバイパス巻線が必要です。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 30mW 未満の電源を実現します。電源がスイッチングを開始すると、ClampZero デバイスのハイサイド BP2 ピンのデカップリング コンデンサに ClampZero デバイスの内部電流源からエネルギーが供給されます。図 23 の抵抗 R8 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

InnoSwitch4-Pro 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 $I_{BPS(SD)}$ のスレッシュホールドを超えるとトリガされる内部保護回路を使用します。保護応答がラッチオフとオートリスタートのどちらになるかは、デバイスの機能コードによって変わります。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、 $1.25 \times V_{OUT}$ と SECONDARY BYPASS ピン電圧の 4.5 V の差になるようにする必要があります。SECONDARY BYPASS ピンへの最大電流を制限するために、OVP ツェナー ダイオードと直列に小さな値の抵抗を追加する必要があります。

部品の選択

InnoSwitch4-Pro の一次側回路の部品

BPP コンデンサ

InnoSwitch4-Pro IC の PRIMARY BYPASS ピンから GND に接続された一次側コントローラのデカップリング コンデンサは、カレントリミットの選択にも使用されます。0.47 μ F または 4.7 μ F のコンデンサを使用できます。電解コンデンサを使用することもできますが、両面基板では多くの場合、コンデンサを IC の近くに配置できることから、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。

バイパス巻線と外部バイパス回路

InnoSwitch4-Pro の DRAIN ピンから一次側コントローラの PRIMARY BYPASS ピンに接続された内部レギュレータによって、PRIMARY BYPASS ピンに接続されているコンデンサが充電され、起動が可能になります。トランスには適切なダイオードとフィルタ コンデンサを合わせてバイパス巻線を設け、InnoSwitch4-Pro と ClampZero 両方の I_{S1} 及び I_{S2} パラメータによって決定される BP1 及び BP2 に必要な電流を供給することが出来るバイパス回路を作成します。バイパス巻線については、電源の最小定格出力電圧時に無負荷状態で、バイパス巻線電圧が最低でも 7 V ~ 8 V になるように巻数比を選択します。この電圧値を下回ると、無負荷時入力電力が大きくなります。

USB PD 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、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。

InnoSwitch4-Pro 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。

230 VAC の入力で電源を動作させる場合 ($V_{BPP} > 5 \text{ V}$)、無負荷時消費電力を最低限に抑えるために、外部回路からのバイアス電流を、InnoSwitch4-Pro の最大 I_{s1} + ClampZero の最大 $I_{s1(1)}$ 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急峻なにより放射 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ー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、最高電圧がかかります。

入力 UV 及び OV 保護

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピンから DC バスに接続された抵抗により、入力電圧を検出し、入力低電圧及び過電圧の保護を実現します。一般的なユニバーサル入力アプリケーションでは、4 MW の抵抗値を推奨します。

InnoSwitch4-Pro には、電源のラッチオフに使用できる一次側検出 OV 保護機能があります。ラッチオフは UNDER/OVER INPUT VOLTAGE ピン電流がゼロまで下がるとリセットされます。一度ラッチオフした後、DC バスにエネルギーが蓄えられていると、入力電源をオフしても引き続き InnoSwitch4-Pro 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 24 に示す回路構成を使用して実現できます。コンデンサ CS の電圧は、入力電源が切断されると急速に低下して InnoSwitch4-Pro IC の INPUT VOLTAGE MONITOR ピンの電流が減少します。これにより、InnoSwitch4-Pro コントローラがリセットされます。

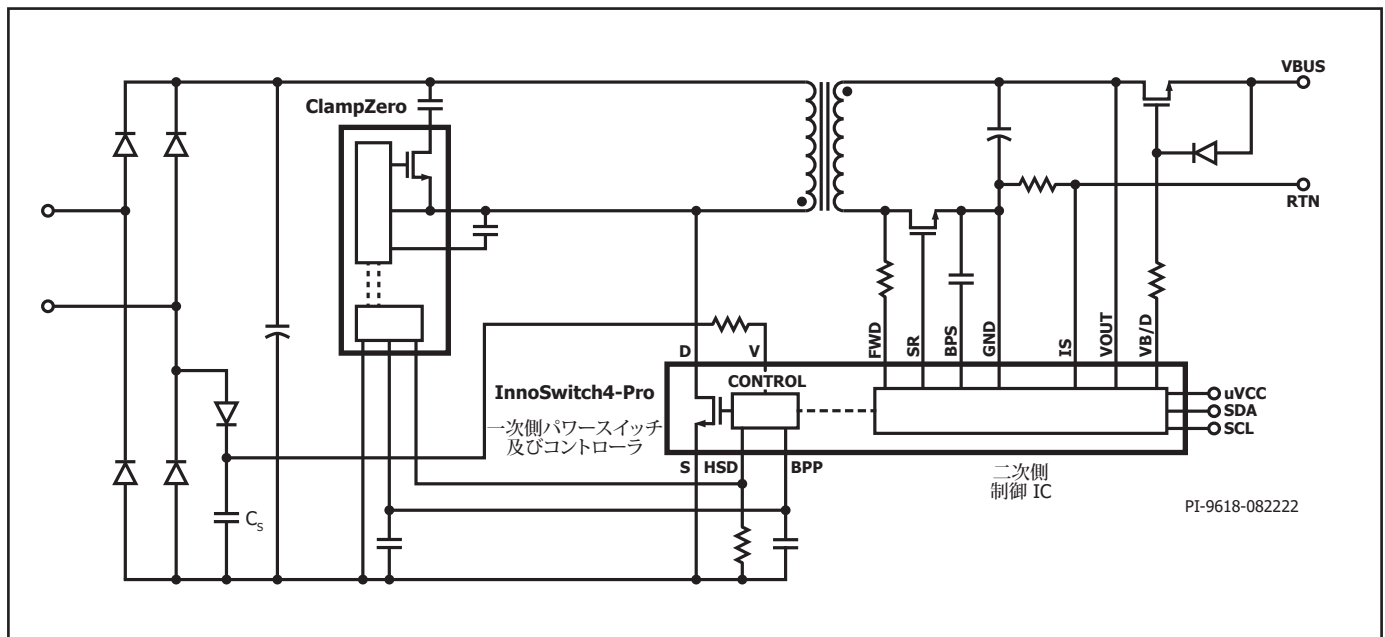


図 24. AC 高速リセット構成

一次側クランプ

図 23 に示すように、ClampZero IC は、InnoSwitch4-Pro 一次側パワースイッチのターンオンでソフト スwitchングを提供するために使用されます。クランプ コンデンサ C8 及び C9 は、一次側スイッチがオフになったときに、漏れインダクタンスエネルギーを蓄え、蓄えられた漏れエネルギーを ClampZero デバイスがオンになったときに二次側に移動すると同時に、CCM 動作中は逆方向に漏れインダクタンスを充電し、DCM 動作中は逆方向に漏れインダクタンスと磁気インダクタンスの両方を充電します。これにより、サイクルごとに一次側パワースイッチがオフする際のドレインでの過剰な電圧スパイクの発生を防止します。VR2 は、クランプ コンデンサの両端に接続され、回路の異常状態が原因で ClampZero IC がスウィッチングを停止した場合に備えて、バックアップ保護を提供します。

クランプ コンデンサの値は、 C_{CLAMP} と L_{LKG} の共振期間の約 0.25 倍が HSD パルス幅に等しくなるようにクランプ コンデンサの値を選択することを推奨します。設計に応じて、10 nF ~ 200 nF の範囲の容量を使用できます。少なくとも 200 V、1206 またはそれより大きいサイズの X7R 定格の誘導体コンデンサを推奨します。

$$\text{HSD Pulse Width} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{LKG} C_{CLAMP}}$$

InnoSwitch4-Pro 二次側回路の部品

SECONDARY BYPASS ピン - デカップリング コンデンサ

InnoSwitch4-Pro 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 以上のサイズの積層セラミック コンデンサを使用します。出力電圧がレギュレーション電圧レベルに到達する前に SECONDARY BYPASS ピン電圧を 4.5 V にする必要があるので、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 ピンに隣接して配置する必要があります。BPS 電圧に対して十分なマージンを確保するため、少なくとも 10 V の電圧定格を推奨します。動作時の実際の値を保証するには、0805 のサイズが必要です。特に 0603 などの小型パッケージ SMD では、印加される DC 電圧でセラミック コンデンサの容量が大幅に低下することがありますので、6.3 V / 0603 / X5U / Z5U タイプの MLCC は推奨されません。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、4.5 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 ピン電圧よりも高いためです。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。

電源が出力電圧定格の上限範囲で動作する場合、VOUT から二次側バイアス電源を供給すると、内部リニアレギュレータが使用されるため大幅な損失が発生します。トランスにバイアス巻線を設けて適切なダイオードとフィルタコンデンサとともにバイアス電源を構成することで、最高出力電圧時にそのバイアス電源から BPS ピンに供給することが可能になります。この

バイアス供給は、出力に比例して電圧が変わり、 V_{BPS} (4.5 V) 以上にする必要があります。そのため、低出力電圧で必要な電流を供給できない場合があります。

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、これを下回る抵抗値は使用しないでください。同期整流器のゲート駆動デューティを調整する場合は、最大 300 Ω までの抵抗値を使用できません。起動時及び出力電圧が 5 V 未満に制御されている場合に BPP コンデンサを充電するのに十分な電流を実現するために、抵抗と並列に高速リカバリ ダイオードを追加することを推奨します。ダイオードのアノードはトランス巻線に接続され、カソードは FORWARD ピンに接続されます。図 25、26、27、及び 28 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。VD は、SR の順方向電圧降下です。

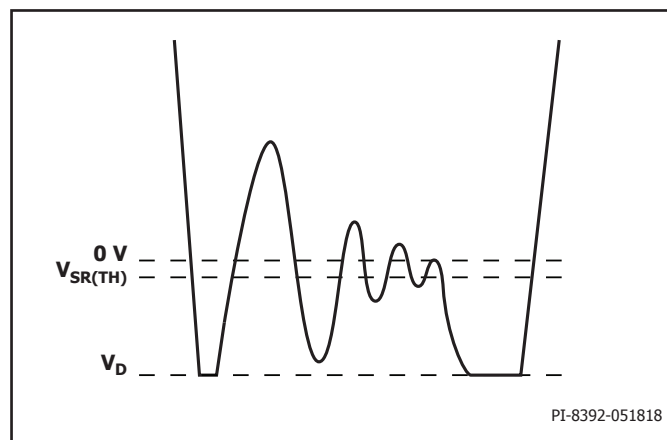


図 25. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できない FORWARD ピン波形。

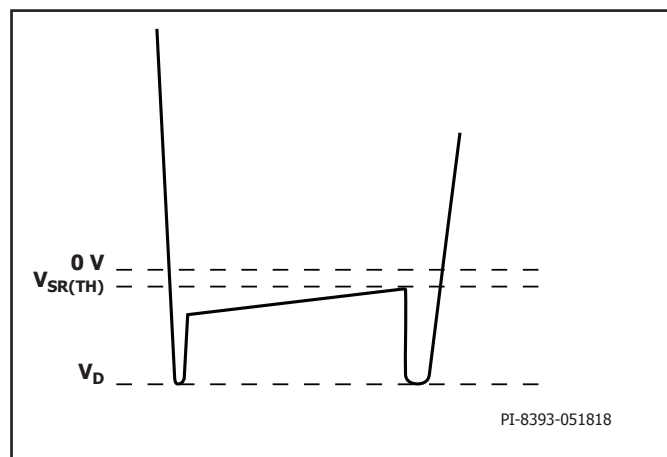


図 26. フライバック サイクル中の SR スイッチ導通時のハンドシェイク後の許容できる FORWARD ピン波形。

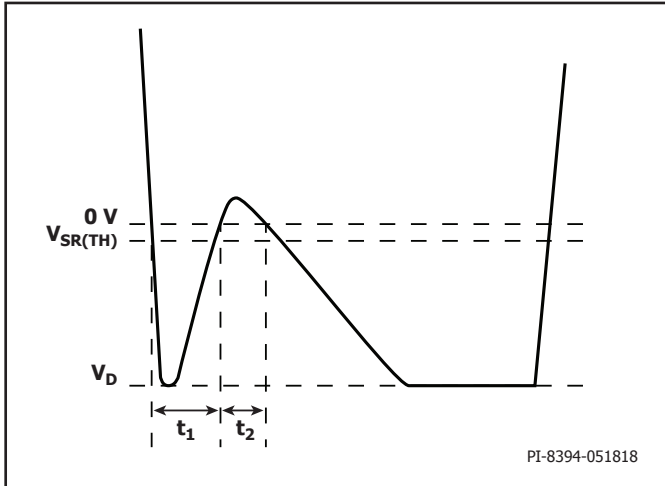


図 27. フライバックサイクル中のボディダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できない FORWARD ピン波形。

注:

$t_1 + t_2 = 1.5 \mu\text{s} \pm 50 \text{ ns}$ の場合、コントローラはハンドシェイクに失敗して、一次側バイアス巻線 OVP ラッチオフ/オートリスタートがトリガされることがあります。

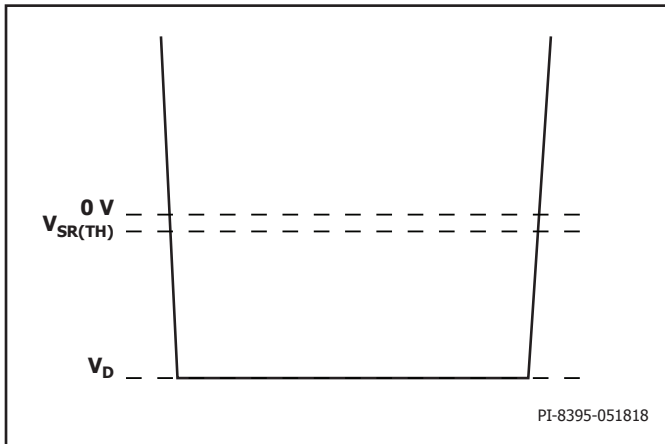


図 28. フライバックサイクル中のボディダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できる FORWARD ピン波形。

同期整流 FET

出力整流には、シンプルなダイオードとフィルタで機能しますが、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に適合するために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 InnoSwitch4-Pro 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 VDS がターンオフ スレッシュホールドに達すると、SR FET はオフになります。

以下のテーブルに、さまざまな設計に対する SR FET $R_{DS(ON)}$ 選択の推奨を示します。

出力	FET $R_{DS(ON)}$
20 V / 3 A	7 m Ω
20 V / 5 A	4.5 m Ω
20 V / 6.75 A	3 m Ω

テーブル 7. さまざまな設計に対する推奨 SR FET $R_{DS(ON)}$

SR FET のドライバは、電源レールとして SECONDARY BYPASS ピンを使用し、この電圧は通常 4.5 V です。したがって、スレッシュホールド電圧が高い FET は適切ではありません。ゲート電圧が 1.5 V ~ 2.5 V の FET が理想的ですが、データシートにゲート電圧 4.5 V の全温度範囲での RDS (ON) が規定されていれば、スレッシュホールド電圧 (絶対最大値) が 4 V のスイッチも使用できます。

SR FET 間にショットキー ダイオードを接続することを推奨します。SR FET ゲートは、ClampZero スイッチ導通期間中にオフになるため、通常約 500 ns のこの期間中に、二次側へのエネルギー伝達が行われます。これに加え、フライバックサイクルの開始と SR FET のターンオンの間にはわずかな遅延があります。その間は SR FET のボディダイオードが導通します。並列に外付けショットキー ダイオードを接続した場合、この電流はほとんどショットキー ダイオード内を流れます。SR FET の $R_{DS(ON)}$ の電圧が 0V に到達し、InnoSwitch4-Pro 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。clamp-fet のターンオフ中に SR FET のストレスを軽減するために、SR FET と並列のショットキー ダイオードが必要です。出力電圧定格 2 A 以上の設計でショットキー ダイオードを追加すると、0.20% 以上の効率の改善が期待されます。

ショットキー ダイオードと SR FET の電圧定格は、トランスの巻数比に基づいて、想定ピーク逆電圧 (PIV) の少なくとも 1.4 倍が必要です。多くの 5 V 出力電源は、 $V_{OR} < 60 \text{ V}$ で設計し、60 V 定格の FET 及びダイオードが適しています。20 V 出力電源では、120 V 定格の FET 及びダイオードが適しています。

出力巻線の漏れリアクタンスと SR FET 容量 (C_{OSS}) の間の相互作用により、一次側パワースイッチのターンオン時に巻線に逆電圧が生じ、電圧波形にリングングが発生します。このリングングは、SR FET に接続された RC スナバによって抑制できます。10 Ω ~ 47 Ω の範囲のスナバ抵抗を使用できます (抵抗値が大きいと効率が著しく低下します)。容量値はほとんどの設計で 220 pF ~ 2.2 nF が適しています。スイッチング ダイオードをスナバ抵抗と並列に接続して、その損失を最小限に抑えることができます。

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 1A あたり 200 μF ~ 300 μF のアルミニウム ポリマー容量が適しています。容量の選択に影響するもう 1 つの要素は出力リップルです。最大出力電圧に対して十分なマージンを確保した電圧定格のコンデンサを使用する必要があります。

出力過負荷保護

電源が出力できる最大電力は、プログラムされた VKP とフルスケール カレントリミットの積で得られます。出力電圧がプログラムされた VKP スレッシュホールドを下回る場合、InnoSwitch4-Pro IC は、プログラムされたカレントリミットに達すると、出力電流を制限します。フルスケール カレントリミットは、IS ピンと GND ピン間の抵抗によって設定されます。カレントリミットをより小さい値にする場合は PC でプログラムできます。出力電圧がプログラムされた VKP スレッシュホールドを超えると、InnoSwitch4-Pro IC は定電力出力特性になります。プログラムされたカレントリミット内で負荷電流が増加して、出力電圧と電流の積が VKP 及びフルスケール 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。

μVCC ピンのデカップリング コンデンサ
uVCC ピンと GND ピンの間に少なくとも 2.2 μF のセラミック コンデンサを配置することをお勧めします。

SDA ピンと **SCL** ピンのプルアップ抵抗
周波数 400 kHz で通信を行う場合、SDA ピン及び SCL ピンから uVCC ピンへのプルアップ抵抗には、4.7 kΩ を推奨します。プルアップ抵抗の最大値は SDA/SCL 信号及び I²C マスター容量によって異なります。合計容量が 20 pF と仮定して、その信号の電圧が V_{IL} スレッシユホールドに上がるまでの時間を SCL クロック周波数の関数としてテーブル 7 に示します。

VOUT ピンのデカップリング コンデンサ
1-2.2 μF セラミック コンデンサを VOUT ピンの近くに配置することを推奨します。

IS ピンから **GND** ピンへの電流センス抵抗
このセンス抵抗は、必要なフル スケール電流の時に IS ピンと GND ピン間の電圧降下が 32 mV になるように選択します。この抵抗の公差は 1% 以下を推奨します。これらのセンス抵抗は、電流を精密に測定して CC を制御するために、InnoSwitch4-Pro IC のピンにできる限り近く配置する必要があります。

出力デカップリング コンデンサ
出力のデカップリング コンデンサは、18kV の ESD 気中放電をパスするように、10 μF までのセラミック コンデンサを使用してください。コンデンサは、電源の出力端子または Type-C コネクタのできるだけ近くに配置する必要があります。

パス スイッチ
高負荷電流時における効率への影響を低減するために、R_{DS(ON)} の低い N チャンネル FET パス スイッチを推奨します。FET は、ロジックレベル FET である必要はありません。VB/D は、VOUT より大きい 7 V typ を供給できるため、4 V のゲート スレッシユホールドの FET で十分に機能させることが可能です。

パス放電
パス放電の抵抗値は、50 mA の VB/D ピン内部電流放電制限 IB/D(DS) も考慮して、高電圧から低電圧への移行における放電時間要求をもとに選択します。20 V の設計では、USB PD 放電時間仕様に適合させるために 560 Ω の抵抗値を推奨します。電流を一方方向に流すために、パス スイッチのソースとゲート ピンの間に汎用ダイオードを直列に接続することを推奨します。

外部コントローラ
SDA 信号と SCL 信号によって I²C コマンドを InnoSwitch4-Pro IC に送信するには、外部コントローラが必要です。スタンドアロンの用途の場合、外部コントローラは、InnoSwitch4-Pro IC の uVCC ピンから給電できます。供給電圧が 2.8 V でも動作できるものを選定してください。

基板レイアウトに関する推奨事項

InnoSwitch4-Pro を使用する電源の推奨基板レイアウトは、図 29 を参照してください。

一点接地
入力フィルタコンデンサから SOURCE ピンを接続する銅箔部を一点接地接続にします。

バイパス コンデンサ
PRIMARY BYPASS 及び SECONDARY BYPASS ピン コンデンサは、それぞれ PRIMARY BYPASS-SOURCE ピン及び SECONDARY BYPASS-SECONDARY GROUND ピンの近傍に直接配置し、これらのコンデンサへの接続は短い配線にする必要があります。

一次側ループ エリア
入力フィルタ コンデンサ、トランスの一次側、及び IC を接続する一次側ループ エリアは、できるだけ小さくする必要があります。

IS ピンから **GND** ピンへのコンデンサ
InnoSwitch4-Pro IC の IS ピンと GND ピン間に使用するコンデンサは、定電流を正確に制御するために、1 μF 以上のセラミック コンデンサを推奨します。

一次側クランプ回路
アクティブ クランプは、一次側パワースイッチでの ZVS ターンオンを実現し、ターンオフ時の DRAIN ピンでのピーク電圧を制限するために使用されます。これを実現するために、ClampZero IC はクランプ コンデンサとともに使用されます。EMI を低減するには、クランプ部品からトランス及び InnoSwitch4-Pro 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基板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 コンデンサのマインナ端子間に接続する必要があります。

出力 SR FET
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。

IS-GND ピン、センス抵抗配線
正確な CC セットポイントを実現するために、電流センス抵抗から IS-GND ピンへの配線は、電流センス抵抗のそれぞれのノードでスター接続にすることを推奨します。IS-GND センス配線は、抵抗の半田パッドや接続配線での電圧降下を防ぐため、電流センス抵抗の端子の直近にする必要があります。

uVCC ピン、**SDA** ピン、**SCL** ピン
SDA ピンと SCL ピンへの配線は、ノイズが多いノードやそれに接続される配線から離す必要があります。可能であれば、SDA と SCL の配線と並行して、シールド配線を行ってください。

ESD

ESD / HIPOT 要件に適合するように、一次側と二次側の回路間には十分な空間距離 (8 mm 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 入力の間で直接接続する位置に配置するのが最適です。この構成では、適用される多数の安全基準の沿面距離と空間距離に関する要件に、多くの場合 6.2 mm のスパークギャップで十分適合します。スパークギャップの電圧が AC 入力のピークを超えることがないため、この距離は一次側と二次側の距離よりも小さくなります。

USB PD 通信に使用するコントローラがある場合、コントローラのグラウンドは、タイプ C コネクタの GND ピンではなく、InnoSwitch4-Pro IC の GND ピンに接続する必要があります。これは ESD のパフォーマンス改善に役立ちます。ただし、コントローラ IC を別基板に実装してボード間接続を行い、

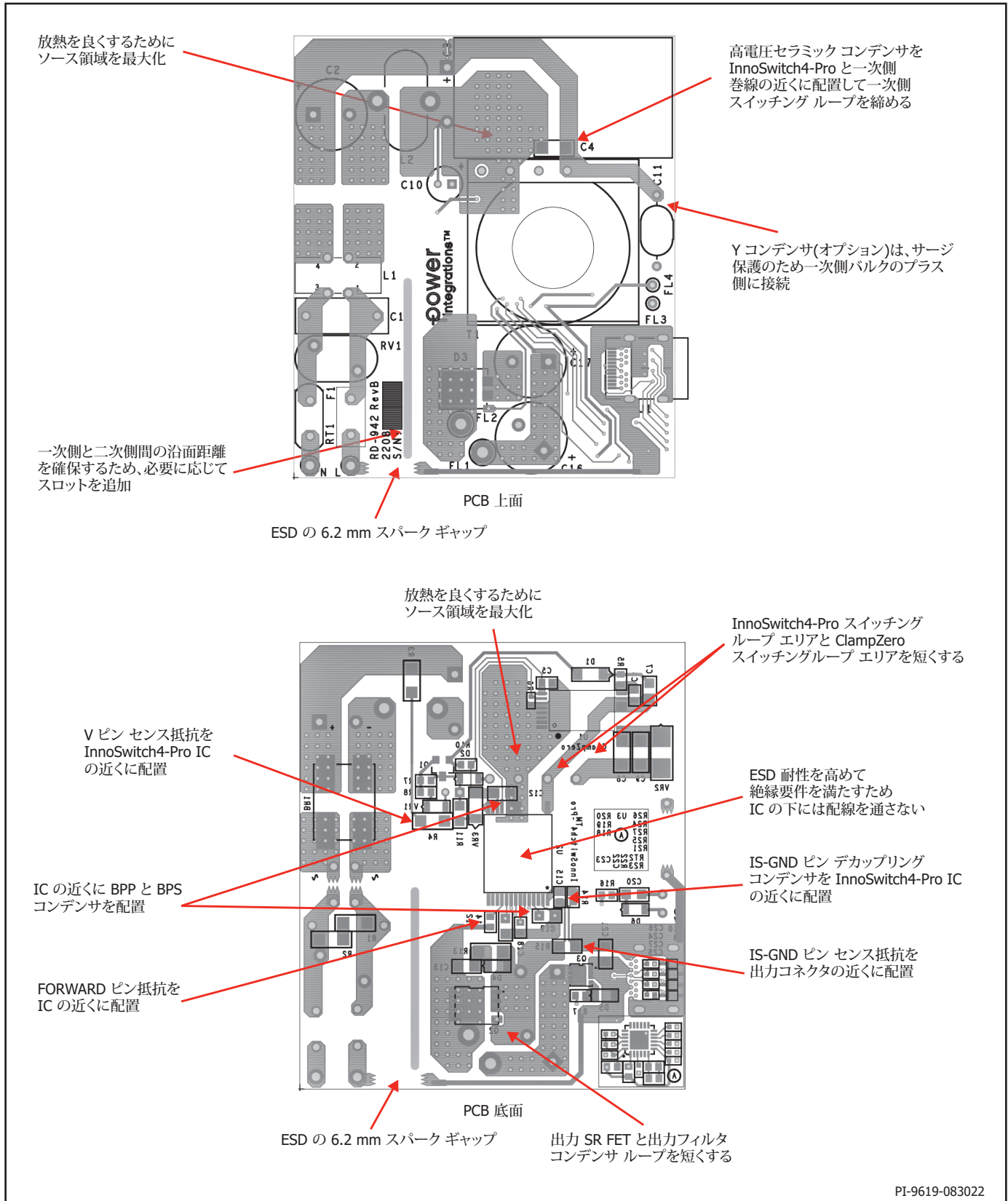
グラウンドパスが長くなる場合、コントローラ IC のグラウンドは、USB PD 適合試験でのアイダイアグラムを改善するため、USB コネクタの GND ピンの近くに接続してください。

ドレイン ノード

ノイズは主にドレインスイッチングノードで発生します。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



PI-9619-083022

図 29. PCB のレイアウトに関する推奨事項

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. 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。
3. コモン モードのノイズを十分に低減するには、通常は電源の入力にコモン モード チョークが必要になります。ただし、トランスでシールド巻線を使用しても同様の効果が得られます。入力のコモン モード フィルタ インダクタと合わせてシールド巻線を使用すれば、伝導 EMI と放射 EMI のマージンが改善されます。
4. SR スイッチの RC スナバの値を調整すると、高周波の放射 EMI と伝導 EMI が低減されます。
5. 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。
6. 1 μ 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 μ F/W 以上を推奨しますが、3 μ F/W にすると十分なマージンが得られます。DC バスのリップルを測定し、トランスの一次巻線インダクタンスの設計計算を確認してください。PI Expert Online (<https://piexpertonline.power.com/>) を使用して、InnoSwitch4-Pro の設計を簡単に作成できます。

スイッチング周波数 (f_{sw})

InnoSwitch4-Pro 固有の特徴として、最大負荷時のスイッチング周波数を 50 kHz ~ 130 kHz に設定することが可能です。小型トランスを使用する場合は、最大負荷時のスイッチング周波数を 130 kHz に設定してください。最大負荷時のスイッチング周波数を設定する場合、平均スイッチング周波数が過負荷保護のためのオートリスタートに入る 140 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。

テーブル 8 に、デバイスのサイズに基づいたスイッチング周波数を選択するためのガイドを示します。これは、IC 内部の高電圧スイッチとトランスのサイズに基づいたデバイス損失全体に対する周波数を表しています。

デバイス	最大負荷時の推奨スイッチング周波数
INN4373F	90 ~ 110 kHz
INN4375F	70 ~ 90 kHz
INN4377F	60 ~ 80 kHz

テーブル 8. さまざまなデバイスに対する推奨スイッチング周波数*。

*サイズが相対的に大きいデバイスは $R_{DS(ON)}$ が低く、 I_{LIM} が高く、高電力用途 (75 W 以上) における使用を意図しています。IEC 規格に準拠して、これらの設計は高調波電流要件に適合する必要があるため、前段に力率改善回路が必要です。これらの設計では、DC-DC セクションへの入力電圧が 380 ~ 400 VDC の範囲にある設計を想定しています。

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比に比例して一次側に跳ね返ってくる二次巻線電圧の一次側パワースイッチのドレイン電圧への影響を示します。ZVS 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 $K_p = 0.7$ 、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、InnoSwitch4-Pro デバイスからの電力供給は最大になります。
2. V_{OR} を大きくすると、出力ダイオードと SR スイッチの電圧ストレスが軽減されます。
3. V_{OR} を大きくすると、漏れインダクタンスが大きくなり、電源効率が低下します。
4. V_{OR} を大きくすると、二次側のピーク電流と RMS 電流が増大します。これにより、二次側の銅損及びダイオードでの損失が大きくなる場合があります。

これにはいくつかの例外があります。非常に高い出力電流では、効率を最大にするため、 V_{OR} を小さくする必要があります。15 V を超える出力電圧では、出力の同期整流器の PIV を許容範囲内に維持できるように V_{OR} をさらに高くする必要があります。

出力電圧	V_{OR} の最適な範囲
5 V	45-70
12 V	80-120
15 V	100-135
20 V	120-160
24 V	135-180

テーブル 9. 最適なパフォーマンスのための推奨 V_{OR}

リップル/ピーク電流比、 K_p

K_p が 1 以下の場合には連続動作モードを示します。ここで、 K_p は、リップル電流とピーク一次側電流の比率です (図 30)。

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

K_p の値が 1 より大きい場合は、不連続動作モードを示します (図 31)。この場合、 K_p は、一次側パワースイッチのオフ時間と二次側整流器導通時間の比率です。

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

ほとんどの InnoSwitch4-Pro 設計では、 K_p は予測される最小 DC バス電圧で約 0.7 にすることを推奨します。InnoSwitch4-Pro は ZVS のメリットを提供するため、 K_p の値が 1 以下の場合には、一次側 RMS 電流を下げることでトランス効率が増上し、一次側パワースイッチでスイッチング損失が減少します。

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

コア タイプ

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

安全マージン、M (mm)

一次側と二次側の間に安全な絶縁を必要とする設計では、3層絶縁電線を使用しない場合、ボビンの両側で使用する安全マージンの幅が重要です。ユニバーサル入力設計の場合、通常、巻線の両側に 3.1 mm を加えた合計 6.2 mm のマージンが必要です。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可能性があります。

InnoSwitch4-Pro IC を使用する小型電源の設計には、二次側の巻線に3層絶縁電線を使用することを推奨します。

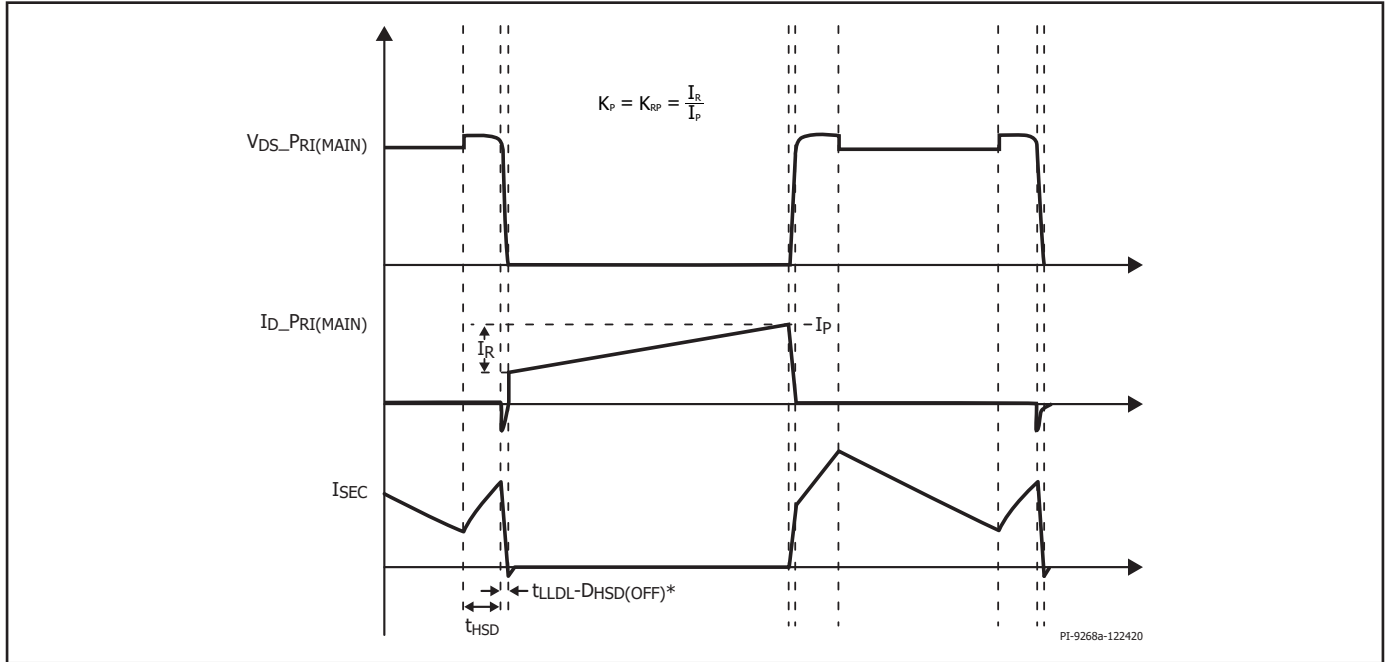


図 30. 低入力電圧、 $K_p < 1$ (連続導通モード)での電流波形。* $D_{HSD(OFF)}$ は、HSD 信号が Low になってから ClampZero が OFF するまでの遅延です。ClampZero データシートを参照してください。

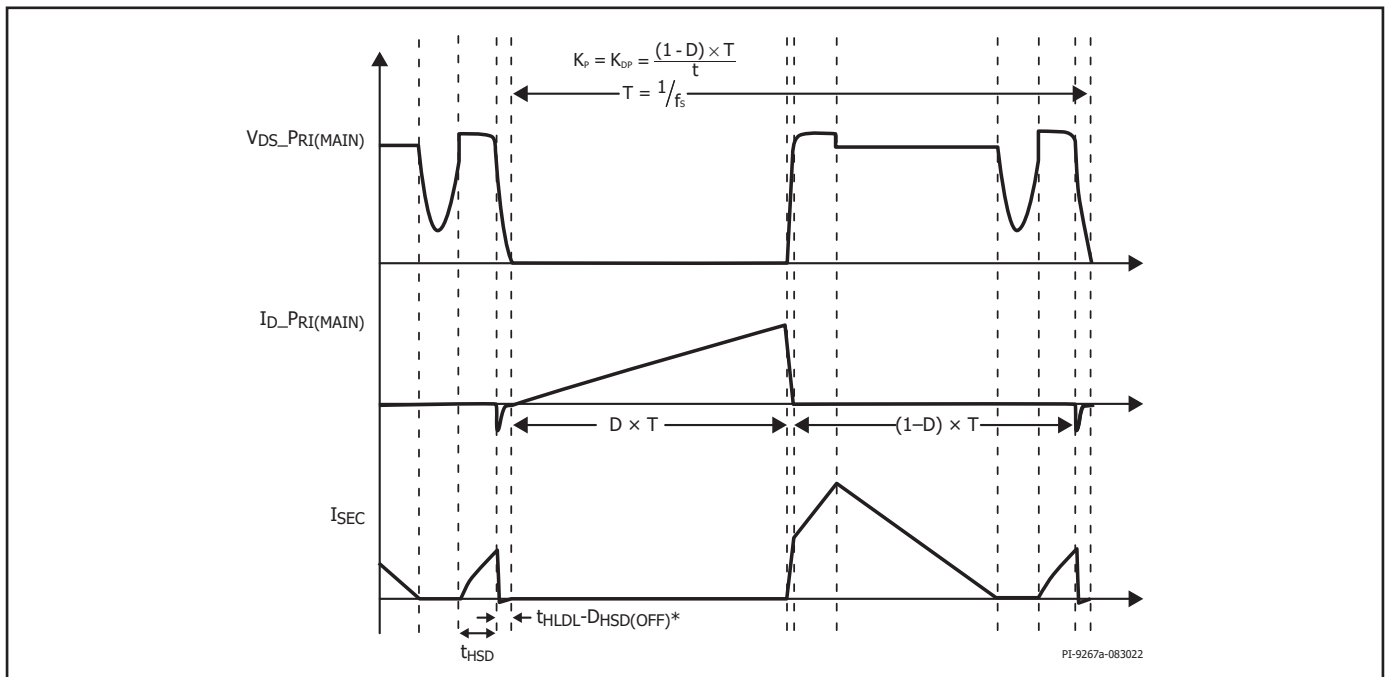


図 31. 高入力電圧、 $K_p > 1$ (不連続導通モード)での電流波形。* $D_{HSD(OFF)}$ は、HSD 信号が Low になってから ClampZero が OFF するまでの遅延です。ClampZero のデータシートを参照してください。

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。ユニバーサル入力設計の場合、CCM 動作中に ZVS を実現するために最小 2% の漏れインダクタンスが必要です。ただし、DCM 専用設計の場合、漏れインダクタンスを最小限に抑えることを推奨します。3 層を超える設計も可能ですが、漏れインダクタンスの増加及び巻線の物理的スペースを考慮する必要があります。DCM 専用設計には、一次側を分割構造にすると効果があります。一次側の分割構造では、一次巻線の半分を、二次巻線及びバイアス巻線のどちらかの側に、二次巻線及びバイアス巻線を挟むように配置します。この配置では、一般にコモンモードノイズが大きくなり、入力フィルタのコストが増大するため、多くの場合、低電力設計には適しません。

動作時の最大磁束密度、 B_m (ガウス)

起動時や出力短絡時のピーク磁束密度を制限するために、デバイスのピークカレントリミット時 (180 kHz) の最大値を 3800 ガウスにすることを推奨します。これらの条件の下では出力電圧が低く、パワースイッチのオフ時間の間にトランスがリセットされることがほとんどありません。そのため、トランスの磁束密度が通常の動作レベルを超えて階段状に増加します。選択したデバイスのピークカレントリミットで 3800 ガウスという値を設定することで、InnoSwitch4-Pro IC 内蔵の保護機能と合わせて、起動時や出力短絡時のコアの飽和を防止するための十分なマージンを確保できます。

トランスの一次側インダクタンス (LP)

最小入力電圧、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。

設計のクイック チェックリスト

いかなる電源設計においても、InnoSwitch4-Pro 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 InnoSwitch4-Pro 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必要があります。
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、InnoSwitch4-Pro 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。InnoSwitch4-Pro 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。
4. 最小入力電圧、最大出力電力において、これらのばらつきを許容するために、SOURCE ピンの最高温度を 110°C にすることを推奨します。

PowiGaN デバイス使用時の設計上の考慮事項

フライバック コンバーター構成において、IC の DRAIN ピンでの一般的な電圧波形を図 32 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出力電圧です。 V_{BUS} は、トランスの一時側巻線の一端に接続された DC 電圧です。一次側パワースイッチのピークドレイン電圧は、 V_{BUS} 及び V_{OR} 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。

ZVS 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 $K_p = 0.7$ 、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 (V_{OR}) を設定します。

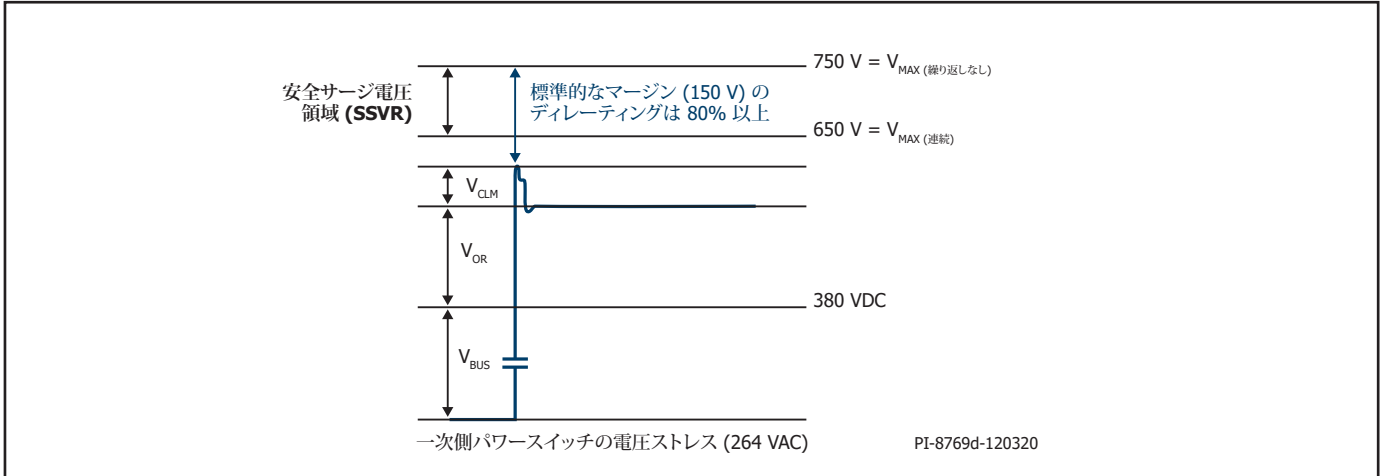


図 32. 264 VAC 入力電圧のピークドレイン電圧。

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧 ⁶	-0.3 V ~ 750 V
DRAIN ピンのピーク電流: PowiGaN デバイス INN4374F	6.5 A ⁷
PowiGaN デバイス INN4x74F	10 A ⁷
PowiGaN デバイス INN4x75F	14 A ⁷
PowiGaN デバイス INN4x76F	19 A ⁷
PowiGaN デバイス INN4x77F	26 A ⁷
BPP/BPS ピン電圧	-0.3 ~ 6 V
BPP/BPS ピン電流	100 mA
HSD ピン電圧: PowiGaN デバイス INN437xF	-0.3 ~ 6 V
PowiGaN デバイス INN447xF	-0.3 ~ 6 V
SCL, SDA, uVCC ピン電圧	-0.3 ~ 6 V
uVCC ピン電流 ⁵	12 mA
FWD ピン電圧	-1.5 V ~ 150 V
SR ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
V ピン電圧	-0.3 V ~ 650 V
VOUT ピン電圧	-0.3 V ~ 27 V
VB/D ピン電流	50 mA
VB/D ピン電圧	-0.3 ~ 35 V
IS ピン電圧	-0.3 V ~ 0.3 V ⁸
保存温度	-65 ~ 150 °C
動作ジャンクション温度 ³	-40 ~ 150 °C
周囲温度	-40 ~ 105 °C
リード温度 ⁴	260 °C

注:

- すべての電圧は SOURCE と SECONDARY GROUND を基準とし、 $T_A = 25\text{ °C}$ 。
- 仕様の最大定格は、一度に 1 回のみであれば製品に回復不能な損傷を与えることなく印加できます。絶対最大定格の状態を長時間続けると、製品の信頼性に悪影響を与えるおそれがあります。
- 通常は内部回路によって制限されます。
- ケースから 1/16 インチの点で 5 秒間。
- 5 V 出力でのみ、uVCC ピンは 40 mA 最大電流を 0.5 秒間供給できます。
- PowiGaN 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
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 37 を参照してください。
- 500 μs 未満の絶対最大電圧は 3 V です。

熱抵抗

熱抵抗: INN4x73F

(θ_{JA})	71 °C/W ² , 66 °C/W ³
(θ_{JC})	25 °C/W ¹
INN4x75F	
(θ_{JA})	70 °C/W ² , 64 °C/W ³
(θ_{JC})	21 °C/W ¹
INN4x77F	
(θ_{JA})	55 °C/W ² , 51 °C/W ³
(θ_{JC})	16 °C/W ¹

注:

- ケース温度は、パッケージ上部で測定。
- 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。
- 1.0 平方インチ (645 mm²), 2 オンス (610 g/m²) の銅箔部にはんだ付け。

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
制御機能							
起動スイッチング周波数	f _{SW}	T _J = 25 °C		25	27	kHz	
ジッター変調周波数	f _M	T _J = 25 °C f _{SW} = 100 kHz		1.25		kHz	
最大 ON 時間	t _{ON(MAX)}	T _J = 25 °C	13	16.5		μs	
最小一次側フィードバック ブロックアウト タイマー	t _{BLOCK}				t _{OFF(MIN)}	μs	
BPP 供給電流	I _{S1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (パワースイッチ スイッチング無し) T _J = 25 °C		300	425	μA	
	I _{S2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (パワースイッチ 180 kHz で スイッチング) T _J = 25 °C	INN4373F		2.1	2.7	mA
			INN4374F		3.2	3.7	
			INN4375F		3.2	3.7	
			INN4376F		4.29	5.15	
			INN4377F		4.3	5.16	
			INN4474F		2.95	3.54	
			INN4475F		2.96	3.55	
			INN4476F		4.2	5.04	
			INN4477F		4.29	5.15	
			INN4574F		3.2	3.7	
			INN4575F		3.2	3.7	
			INN4576F		4.29	5.15	
			INN4577F		4.3	5.16	
			INN4674F		2.95	3.54	
INN4675F		2.96	3.55				
INN4676F		4.2	5.04				
INN4677F		4.29	5.15				
BPP ピン充電電流	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V, T _J = 25 °C		-1.35		mA	
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V, T _J = 25 °C		-4.65			
BPP ピン電圧	V _{BPP}	T _J = 25 °C	4.8	5.00	5.16	V	
BPP ピン電圧 ヒステリシス	V _{BPP(H)}	T _J = 25 °C		0.5		V	
BPP シャント電圧	V _{SHUNT}	I _{BPP} = 2 mA T _J = 25 °C	5.16	5.36	5.7	V	
UV/OV ピン起動スレッシュ ホールド	I _{UV+}	T _J = 25 °C	23.1	25.2	27.5	μA	
UV/OV ピン停止スレッシュ ホールド	I _{UV-}	T _J = 25 °C	20.5	23.0	25	μA	
停止遅延時間	t _{UV-}			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	106	115	118	μA	
UV/OV ピン入力 過電圧ヒステリシス	I _{OV(H)}	T _J = 25 °C		8		μA	
UV/OV ピン入力 過電圧回復スレッシュホールド	I _{OV-}	T _J = 25 °C	100	107		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	
回路保護							
標準カレントリミット (BPP) コンデンサ = 0.47 μF 注 D を参照	I _{LIMIT} (100 kHz でスイッ チング)	di/dt = 400 mA/μs T _J = 25 °C	INN4373F	1581	1700	1819	mA
		di/dt = 475 mA/μs T _J = 25 °C	INN4374F	1953	2100	2247	
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	INN4375F	2139	2300	2461	
		di/dt = 660 mA/μs T _J = 25 °C	INN4376F	2697	2900	3103	
		di/dt = 770 mA/μs T _J = 25 °C	INN4377F	3162	3400	3638	
		di/dt = 1200 mA/μs T _J = 25 °C	INN4474F	3348	3600	3852	
		di/dt = 1300 mA/μs T _J = 25 °C	INN4475F	3534	3800	4066	
		di/dt = 1600 mA/μs T _J = 25 °C	INN4476F	3906	4200	4494	
		di/dt = 1700 mA/μs T _J = 25 °C	INN4477F	4278	4600	4922	
		di/dt = 475 mA/μs T _J = 25 °C	INN4574F	1953	2100	2247	
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	INN4575F	2139	2300	2461	
		di/dt = 660 mA/μs T _J = 25 °C	INN4576F	2697	2900	3103	
		di/dt = 770 mA/μs T _J = 25 °C	INN4577F	3162	3400	3638	
		di/dt = 1200 mA/μs T _J = 25 °C	INN4674F	3348	3600	3852	
		di/dt = 1300 mA/μs T _J = 25 °C	INN4675F	3534	3800	4066	
		di/dt = 1600 mA/μs T _J = 25 °C	INN4676F	3906	4200	4494	
di/dt = 1700 mA/μs T _J = 25 °C	INN4677F	4278	4600	4922			

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)							
ハイ カレントリミット (BPP) コンデンサ = 4.7 μF 注 D を参照	I _{LIMIT+1} (100 kHz でスイッ チング)	di/dt = 400 mA/μs T _J = 25 °C	INN4373F	1748	1900	2052	mA
		di/dt = 475 mA/μs T _J = 25 °C	INN4374F	2162	2350	2538	
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	INN4375F	2374	2580	2786	
		di/dt = 660 mA/μs T _J = 25 °C	INN4376F	2990	3250	3510	
		di/dt = 770 mA/μs T _J = 25 °C	INN4377F	3505	3810	4115	
		di/dt = 1200 mA/μs T _J = 25 °C	INN4474F	3708	4030	4352	
		di/dt = 1300 mA/μs T _J = 25 °C	INN4475F	3919	4260	4601	
		di/dt = 1600 mA/μs T _J = 25 °C	INN4476F	4324	4700	5076	
		di/dt = 1700 mA/μs T _J = 25 °C	INN4477F	4738	5150	5562	
		di/dt = 475 mA/μs T _J = 25 °C	INN4574F	2162	2350	2538	
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C	INN4575F	2374	2580	2786	
		di/dt = 660 mA/μs T _J = 25 °C	INN4576F	2990	3250	3510	
		di/dt = 770 mA/μs T _J = 25 °C	INN4577F	3505	3810	4115	
		di/dt = 1200 mA/μs T _J = 25 °C	INN4674F	3708	4030	4352	
		di/dt = 1300 mA/μs T _J = 25 °C	INN4675F	3919	4260	4601	
		di/dt = 1600 mA/μs T _J = 25 °C	INN4676F	4324	4700	5076	
		di/dt = 1700 mA/μs T _J = 25 °C	INN4677F	4738	5150	5562	
過負荷検出周波数	f _{OVL}	T _J = 25 °C	130	140	151	kHz	
BYPASS ピン異常停止スレッ シュホールド電流	I _{SD}	T _J = 25 °C	6.0	7.5		mA	
オートリスタートオン時間	t _{AR}	T _J = 25 °C		82		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		2.00		sec.	
ショートオートリスタートオフ 時間	t _{AR(OFF)SH}	T _J = 25 °C		0.20		sec.	
HSD の ON 時間	t _{HSD}	T _J = 25 °C	INN437xF	440	500	560	ns
			INN447xF				

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
出力						
オン抵抗	R _{DS(ON)}	INN4373F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.52	0.68
			T _J = 100 °C		0.78	1.02
		INN4374F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44
			T _J = 100 °C		0.49	0.62
		INN4375F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39
			T _J = 100 °C		0.41	0.54
		INN4376F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.18	0.28
			T _J = 100 °C		0.27	0.37
		INN4377F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.145	0.21
			T _J = 100 °C		0.23	0.29
		INN4474F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44
			T _J = 100 °C		0.49	0.62
		INN4475F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39
			T _J = 100 °C		0.41	0.54
		INN4476F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.18	0.28
			T _J = 100 °C		0.27	0.37
		INN4477F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.145	0.21
			T _J = 100 °C		0.23	0.29
		INN4574F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44
			T _J = 100 °C		0.49	0.62
		INN4575F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39
			T _J = 100 °C		0.41	0.54
		INN4576F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.18	0.28
			T _J = 100 °C		0.27	0.37
INN4577F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.145	0.21		
	T _J = 100 °C		0.23	0.29		
INN4674F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44		
	T _J = 100 °C		0.49	0.62		
INN4675F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39		
	T _J = 100 °C		0.41	0.54		
INN4676F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.18	0.28		
	T _J = 100 °C		0.27	0.37		
INN4677F I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.145	0.21		
	T _J = 100 °C		0.23	0.29		
オフ時ドレイン漏れ電流	I _{DSS1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V, V _{DS} = 80% ピークドレイン電圧 T _J = 125 °C			200	μA
			V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V, V _{DS} = 325 V T _J = 25 °C		15	
ドレイン供給電圧		注 B を参照	50			V
過熱シャットダウン	T _{SD}	注 A を参照	135	142	150	°C
過熱シャットダウン ヒステリシス	T _{SD(H)}	注 A を参照		70		°C

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
二次側						
最大二次側周波数	f _{SREQ}	T _J = 25 °C	164	180		kHz
最小オフ時間	t _{OFF(MIN)}			1.9	2.05	μs
BPS ピン ラッチ コマンド停止スレッシュホールド電流	I _{BPS(SD)}		6	8.9		mA
起動 VOUT ピン レギュレーション電圧	V _{OUT_REG}	T _J = 25 °C	4.85	5	5.15	V
出力電圧 プログラミング範囲	V _{OUT(R)}	デフォルト = 5 V	3.00		24.00	V
	TOL _{VOUT}	公差 T _J = 25 °C	-3		+3	%
出力電圧 ステップ サイズ	ΔV _{OUT}	T _J = 25 °C		10		mV
レポート バック出力 電圧公差	V _{OUT(T)}	T _J = 25 °C	-3		+3	%
正規化された出力電流	I _{OUT}	0.6 - 1.0 T _J = 25 °C。注 C 参照	-5		+5	%
		0.2 T _J = 25 °C。注 C 参照	-15		+15	
正規化された出力電流ステップ サイズ	ΔI _{OUT}	T _J = 25 °C		0.52		%
最大 V/I 更新率	t _{VI}	注 B を参照		10		ms
I²C コマンド間の最小時間 遅延	t _{DELAY}	注 B を参照	150			μs
内部カレントリミット電圧ス レッシュホールド	I _{SV(TH)}	T _J = 25 °C 外付け IS から GND ピンにわたる抵抗 注 F を参照		32		mV
出力ケーブル 電圧降下補正 (CDC) プログ ラミング範囲	φ _{CD}	T _J = 25 °C デフォルト = 0 V	0		600	mV
CDC 公差	TOLφ _{CD}	CDC ≥ 100 mV T _J = 25 °C	-35		+35	mV
CDC プログラミング ステップ サイズ	Δφ _{CD}	T _J = 25 °C		50		mV
出力過電圧プログラミング 範囲	V _{OVA}	デフォルト = 6.2 V	3.3		25	V
出力過電圧公差	TOL _{OVA}	T _J = 25 °C	-3		+3	%
出力過電圧プログラミング ステップ サイズ	ΔV _{OVA}			100		mV
出力低電圧プログラミング 範囲	V _{UVA}	デフォルト = 3.6 V	2.7		24	V
出力定電圧公差	TOL _{UVA}	T _J = 25 °C	-3		+3	%

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
二次 (続き)						
出力低電圧プログラミング ステップ サイズ	ΔV_{UVA}			100		mV
出力過電圧タイマー プログ ラミング オプション	t_{UVL}	T _J = 25 °C 注 B、E を参照	プログラミング オプション 1	8		ms
			プログラミング オプション 2	16		
			プログラミング オプション 3	32		
			デフォルト プログラミング オ プション 4	64		
定電圧電力オンセット スレ シュホールド プログラミング 範囲	V_{KP}	デフォルト = 24 V	5.3		24	V
定出力電力公差	TOLP _{OUT}	フル スケール電流の 85%	-10		+10	%
定出力電力オンセット スレ シュホールド プログラミング ステップ サイズ	ΔV_{KP}			100		mV
定電圧モード タイマー プロ グラミング オプション	t_{CVO}	T _J = 25 °C 注 B、E を参照	プログラミング オプション 1	8		ms
			プログラミング オプション 2	16		
			プログラミング オプション 3	32		
			プログラミング オプション 4	64		
ウォッチドッグ タイマー	t_{WDT}	デフォルト プログラミング オプション 1 注 B を参照		0.5		sec.
		プログラミング オプション 2、注 B を参照		1		
		プログラミング オプション 3、注 B を参照		2		
VB/D 駆動電圧	$V_{VB/D}$	VOUT ピンに対する	4	7		V
VB/D ピン内部放電電流	$I_{B/D(DS)}$		50			mA
二次側過熱ヒステリシス	T _{SEC(HYS)}	プログラミング オプション 1 注 B を参照		40		°C
		プログラミング オプション 2 注 B を参照		60		
VOUT ピン プリーダー電流	I _{VO_{BLD}}	VOUT = 5 V		270		mA
uVCC 供給電圧	uVCC	V _{OUT} = 5 V、10 mA < I _{UVCC} ≤ 40 mA T _J = 25 °C。絶対最大定格テーブルの注 5 参照	3.3	3.6	3.78	V
		V _{OUT} ≥ 3.9 V I _{UVCC} ≤ 10 mA T _J = 25 °C	3.42	3.6	3.78	

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
二次 (続き)							
uVCC ピン出力抵抗	R _{uVCC}	T _J = 25 °C				20	Ω
uVCC リセット電圧スレッシュ ホールド	uVCC _{RST}	注 A を参照			2.5	2.65	V
BPS ピン電圧	V _{BPS}			4.3	4.5		V
BYPASS ピン電流	I _{SNL}	T _J = 25 °C VBUS スイッチ オープン			0.7	0.9	mA
		T _J = 25 °C VBUS スイッチ クローズ			1	1.45	
BPS ピン低電圧スレッシュホールド	V _{BPS(UVLO)TH}				3.8	4.0	V
BPS ピン低電圧ヒステリシス	V _{BPS(UVLO)H}				0.7		V
FORWARD ピン ブレークダウン電圧	BV _{FWD}			150			V
同期整流器 @ T _J = 25 °C							
SR ピン駆動電圧	V _{SR}			4.3	4.5		V
SR ピン 電圧スレッシュホールド	V _{SR(TH)}				-6	-2	mV
立ち上がり時間	t _{R(SR)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF 注 B を参照	10 ~ 90%		50		ns
立ち下がり時間	t _{F(SR)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF 注 B を参照	90 ~ 10%		30		ns
出力プルアップ抵抗	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{BPS} + 0.1 V I _{SR} = 30 mA				11.5	Ω
出力プルダウン抵抗	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{BPS} + 0.2 V I _{SR} = 30 mA				5	Ω

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
I²C バス仕様 (SDA ピンと SCL ピン) *注 B を参照						
SCL クロック周波数	f _{SCL}	注 G を参照	50	400	535	kHz
低レベル入力電圧	V _{IL}		-0.5		0.3 × uVCC	V
高レベル入力電圧	V _{IH}		0.7 × uVCC		uVCC + 0.5 V	V
シュミットトリガ入力のヒステリシス	V _{HYS}		0.05 × uVCC			V
低レベル出力電圧 (オープンドレインまたはコントローラ)	V _{OL}	uVCC > 2.8 V 3 mA シンク電流	0		0.4	V
低レベル出力電流	I _{OL}		3			mA
V _{IH(MIN)} から V _{IL(MAX)} への出力降下時間	t _{OF}	10 pF から 400 pF のバス容量	-		250	ns
SDA/SCL 入力電流	I _I	(0.1 × uVCC) < (V _{SCL} /V _{SDA}) < (0.9 × uVCC)	-1		1	μA
SDA/SCL 容量	C _I		-		10	pF
入力フィルタで抑制されたスパイクのパルス幅	t _{SP}		50			ns
SCL クロックの High 期間	t _{HIGH}	f _{SCL} = 400 kHz	0.6			μs
SCL クロックの Low 期間	t _{LOW}	f _{SCL} = 400 kHz	1.3			μs
シリアル データ起動時間	t _{SU:DAT}		100			ns
シリアル データ保持時間	t _{HD:DAT}		0			sec.
有効データ時間	t _{VD:DAT}	SCL LOWから SDA 出力有効			0.9	μs
ACK の有効データ時間	t _{VD:ACK}	SCL LOWから SDA LOWへの ACK			0.9	μs
開始と停止の間の I ² C バスの空き時間	t _{BUF}		1.3			μs
I ² C 立ち下り時間 (SCL と SDA 両方)	t _{rCL}				300	ns
I ² C 立ち上がり時間 (SCL と SDA 両方)	t _{rCL}				300	ns
I ² C 開始または繰り返し開始条件のセットアップ時間	t _{SU:STA}		0.6			μs
I ² C 開始または繰り返し開始条件の保留時間	t _{HD:STA}		0.6			μs

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)						
I²C バス仕様 (SDA ピンと SCL ピン) *注 B を参照								
I ² C 停止条件 セットアップ時間	t _{SU:STO}			0.6				μs
容量負荷	C _B					400		pF
低レベルの ノイズ マージン	V _{NL}			0.1 × uVCC				V
高レベルの ノイズ マージン	V _{NH}			0.1 × uVCC				V
SCL ピン割り込みタイマー	t _{INT(SCL)}		T _j = 25 °C		50			μs

- 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. 1% の公差抵抗を使用してください。
 - D. 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。

- E. 平均レジスタで遅延を設定すると、軽負荷や無負荷の状況では、合計観察時間が増加します。
- F. このパラメータは、電流センス抵抗の標準値の計算にのみ使用してください。CC レジスタ (0x98) にプログラムされた値は、出力電流を制御します。公差は、正規化された出力電流 (I_{OUT}) に指定されます。
- G. 任意の SCL クロック周波数で動作している場合に、930 ns の SCL クロックに対して、最小 Low 期間を保証します。この場合、高い周波数で非対称 SCL クロック (デューティ サイクルが減少) が必要になることがあります。

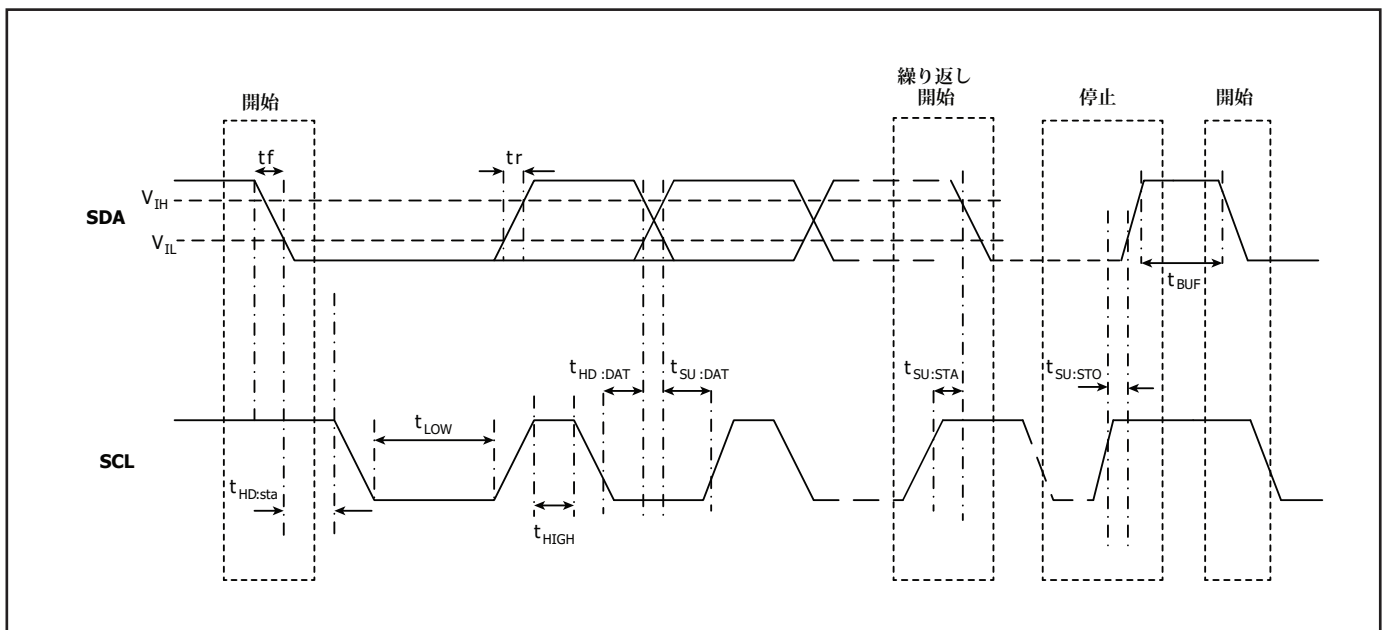
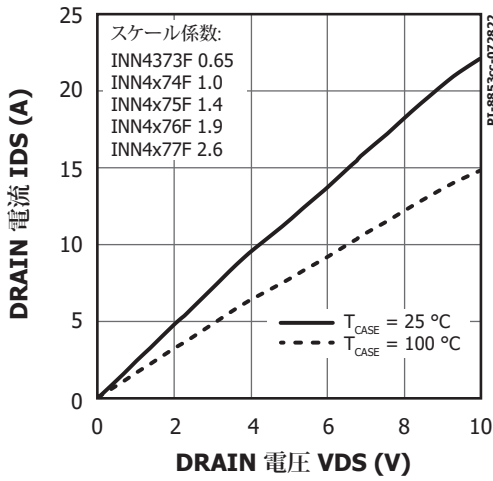
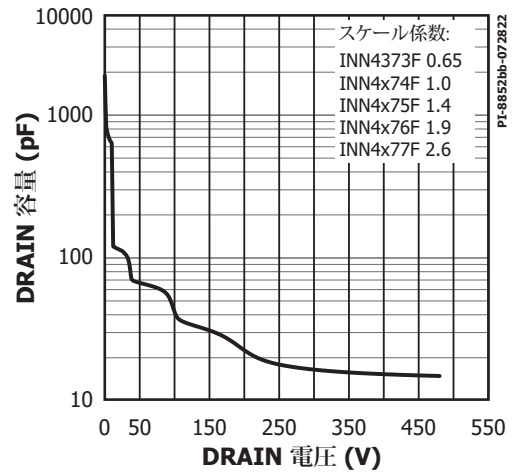


図 33. I²C タイミング ダイアグラム。

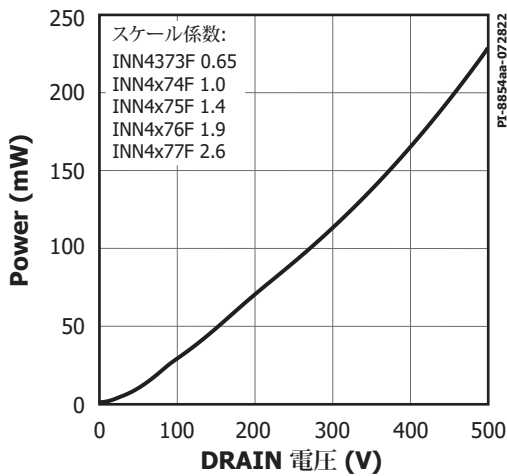
標準性能曲線



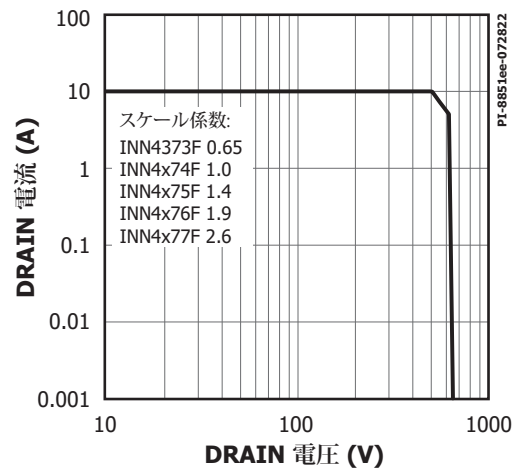
34. 出力特性



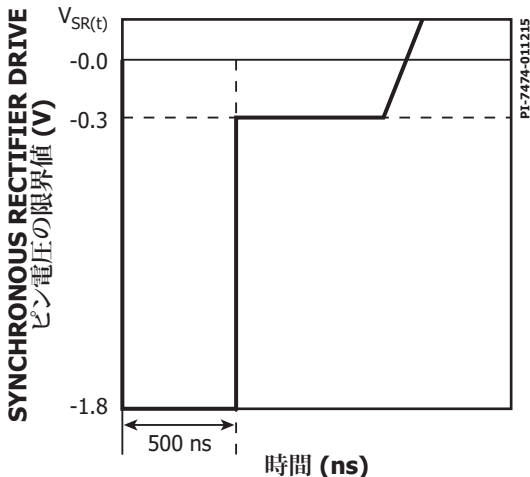
35. C_{oss} - ドレイン電圧



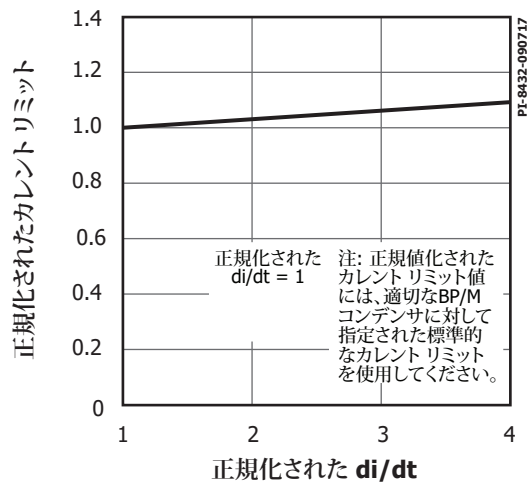
36. DRAIN 容量電力



37. 最大許容 DRAIN 電流 - DRAIN 電圧

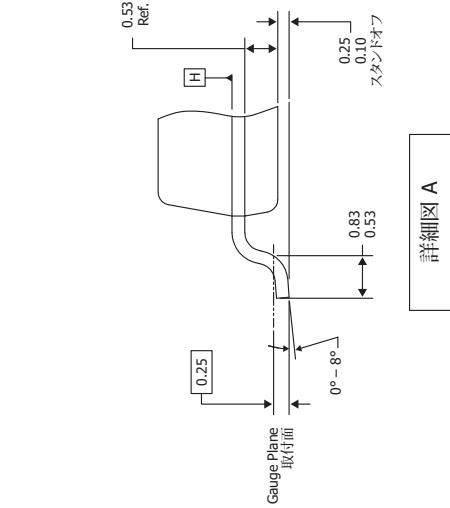


38. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの負の電圧

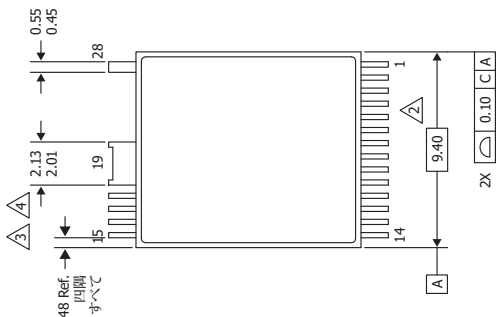


39. 標準カレントリミット - di/dt

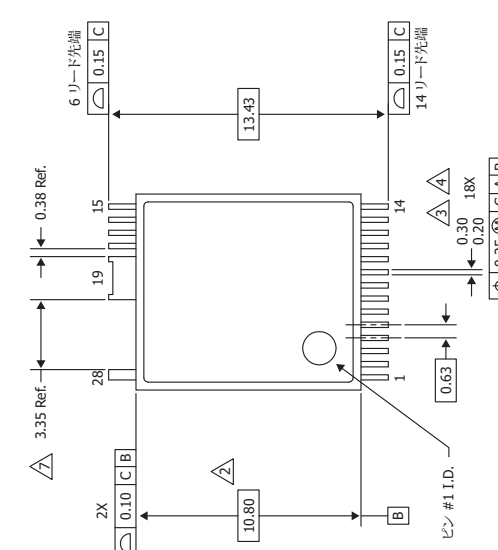
InSOP-T28D



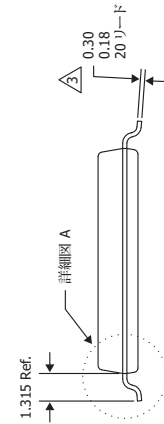
詳細図 A



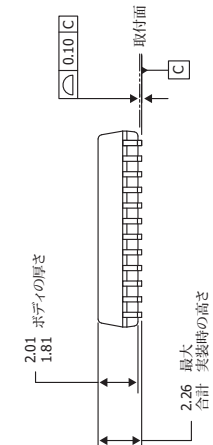
底面図



上面図



端面図

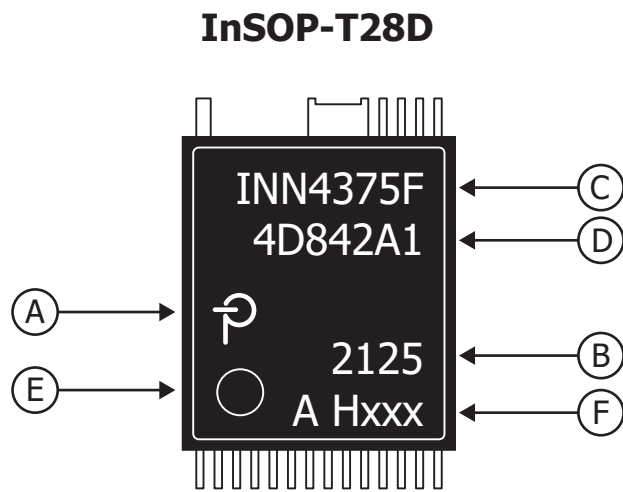


側面図

- 注:
1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M - 1994 に準拠します。
 2. 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で判断しています。これには、モールドフラッシュ、タイパバーバリ、ゲートのバリ、リード間の跡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ずれを含みます。最大金型突起は、側面ごとに 0.18 です。
 3. 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
 4. リード間の跡バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はミリ表示。
 6. A、B のデータは、H のデータによって決まります。
 7. この寸法は、リード先端間の公称寸法です。メッキ厚は含まれません。突起も含まれません。金属から金属の距離 (治面距離) は、最小 3.20 mm です。

PL-9406-061421
 POD-InSOP-T28D 改訂 A
 POD_InSOP-T28D_A_061421

パッケージのマーク



- A. Power Integrations の登録商標
- B. 組立日コード、西暦の下 2 桁 (YY) とそれに続く 2 桁 (WW) の週番号
- C. 製品識別 (部品番号/パッケージ タイプ)
- D. ロット識別コード
- E. ピン 1 インジケータ
- F. テストロットと機能コード

PI-9405-092322

安全認証仕様 (安全性認証申請中)

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 (19 ~ 22) からピン 28 への電流	0.6	A
一次側 電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ ($T_{CASE} = 120\text{ °C}$ の条件において、ソケットに実装されたデバイス)	1.35	W
二次側 電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (ソケットに実装されたデバイス)	0.125	W
パッケージの特性			
空間距離		11.4	mm (最小)
沿面距離		11.4	mm (最小)
絶縁距離 (DTI)		0.4	mm (最小)
過渡絶縁電圧		6	kV (最小)
比較トラッキング指数 (CTI)		>600	V

機能コード テーブル

機能の概要	H341	H342
I _{LIM} 選択	有り	有り
過熱保護	ヒステリシス	ヒステリシス
入力 OV/UV	有効	有効
入力 UV タイマー (35 msec または 400 msec)	35 msec	35 msec
動作のモード	ACF モード スイッチング	擬似共振モード スイッチング

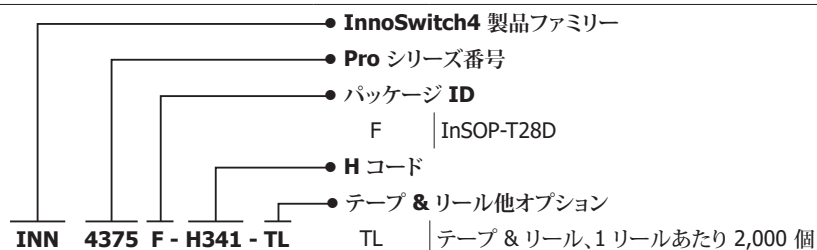
MSL テーブル

部品番号	MSL 定格
INN4x7xF	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 × V _{MAX} 以上
デバイス帯電モデル ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	すべてのピンで ±1 kV 以上
人体帯電モデル ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	すべてのピンで ±2 kV 以上

品番コード体系表



改訂	注	日付
C	製造リリース。	2022年9月
D	コマンドレジスタテーブルタイプ値及びアクティブ VOUT ピン ブリーダー セクションの更新。	2022年11月
E	12 ページの UVA ビット カラムの説明を更新。	2023年3月

最新の情報については、弊社 **Web サイト www.power.com** をご覧ください。

Power Integrations は、信頼性や生産性を向上するために、いつでも製品を変更する権利を保有します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害性の黙示の保証などが含まれますがこれに限定されず、すべての保証を明確に否認します。

特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション（製品の外付けトランス構造と回路も含む）は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である可能性があります。Power Integrations が保有する特許の全リストは、www.power.com に掲載されています。Power Integrations は、www.power.com/ip.htm に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスを顧客に許諾します。

生命維持に関する方針

Power Integrations の社長の書面による明示的な承認なく、Power Integrations の製品を生命維持装置またはシステムの重要な構成要素として使用することは認められていません。ここで使用した用語は次の意味を持つものとします。

- 「生命維持装置またはシステム」とは、(i) 外科手術による肉体への埋め込みを目的としているか、または (ii) 生命活動を支援または維持するものであり、かつ (iii) 指示に従って適切に使用した時に動作しないと、利用者に深刻な障害または死をもたらすと合理的に予想されるものです。
- 「重要な構成要素」とは、生命維持装置またはシステムの構成要素のうち、動作しないと生命維持装置またはシステムの故障を引き起こすか、あるいは安全性または効果に影響を及ぼすと合理的に予想される構成要素です。

Power Integrations, Power Integrations ロゴ、CAPZero、ChiPhy、CHY、DPA-Switch、EcoSmart、E-Shield、eSIP、eSOP、HiperLCS、HiperPLC、HiperPFS、HiperTFS、InnoSwitch、Innovation in Power Conversion、InSOP、LinkSwitch、LinkZero、LYTSwitch、SENZero、TinySwitch、TOPSwitch、PI、PI Expert、PowiGaN、SCALE、SCALE-1、SCALE-2、SCALE-3、及び SCALE-iDriver は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。

©2023, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

<p>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</p>	<p>ドイツ (AC-DC/LED/モーター制御の販売) Einsteinring 24 85609 Dornach/Aschheim Germany 電話: +49-89-5527-39100 電子メール: eurosales@power.com</p>	<p>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</p>	<p>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</p>
<p>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</p>	<p>ドイツ (ゲートドライバ販売) HellwegForum 3 59469 Ense Germany 電話: +49-2938-64-39990 電子メール: igbt-driver.sales@power.com</p>	<p>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</p>	<p>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</p>
<p>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</p>	<p>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</p>	<p>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</p>	<p>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</p>