

TOP264-271 TOPSwitch-JX ファミリー

EcoSmart™ テクノロジーを採用した高効率オフライン スイッチング電源用 IC

製品ハイライト

EcoSmart – 高エネルギー効率

- 10 W ~ 245 W のアプリケーションに最適
- 全負荷範囲で高効率を実現
- 265 VAC 入力時の無負荷待機電力が 100 mW 未満
- 230 VAC、1 W 入力時に 750 mW まで出力可能

低システム コスト、高い設計自由度

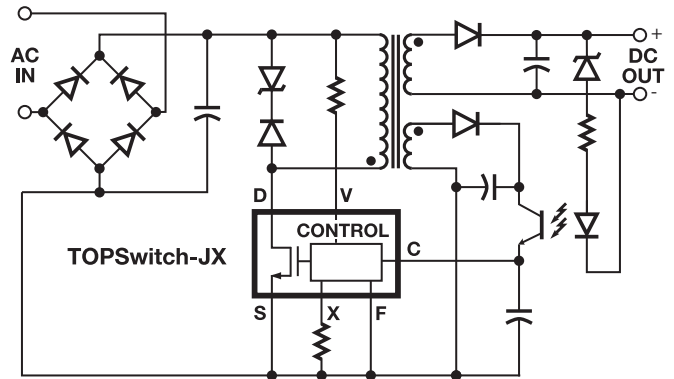
- 全負荷範囲で最大効率を実現するマルチモード PWM コントロール回路
- 132 kHz 動作周波数によりトランス及び電源を小型化
 - 66 kHz 動作時には、高効率に対応
- プログラム可能な高精度カレント リミット
- 最適化されたライン フィードフォワードによる入力リップルの低減
- 周波数ジッタリングにより、EMI フィルタ コストを削減
- ソフトスタート機能により、起動時のストレスを低減
- 725 V 定格 MOSFET
 - 設計デレレーティング要求に容易に対応

優れた保護機能

- オートリスタートにより過負荷時の電力供給を 3% 未満に制限
 - 出力短絡保護 (SCP)
 - 出力過電流保護 (OCP)
 - 出力過負荷保護 (OPP)
- 出力過電圧保護 (OVP)
 - プログラム可能な自動復帰/ラッチ停止
 - シンプルな AC 高速リセット
 - 一次側または二次側双方の検出に対応
- 低入力電圧 (UV) 検出により、ターンオフ時のグリッチを解消
- 過入力電圧 (OV) シャットダウンにより、入力サージ耐量を拡大
- ヒステリシスを十分確保した高精度の過熱保護 (OTP)

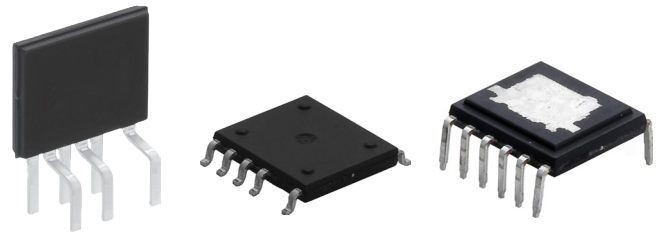
高度なパッケージ オプション

- eDIP™-12 パッケージ:
 - 基板/金属製ヒート シンクの使用により、ユニバーサル入力で 43 W/117 W の電力出力に対応
 - 超薄型設計に対応する低背型形状
 - 基板及びヒート シンクへの放熱が可能
 - オプションの外付けヒート シンクにより、TO-220 と同等の熱抵抗を実現
- eSIP™-7C パッケージ:
 - ユニバーサル入力 177 W までの出力電力に対応
 - 基板実装を最小限に抑えた垂直形状
 - 金具を使った簡単なヒートシンクの取り付けにより、TO-220 と同等の熱抵抗を実現
- eSOP™-12 パッケージ:
 - ユニバーサル入力 66 W までの出力電力に対応
 - 超薄型設計に対応する低背型表面実装
 - 露出パッドと SOURCE ピンによる基板への放熱が可能
 - ウェーブ半田またはリフロー半田に対応



PI-5578-090309

図 1. 標準的なフライバック用途



eSIP-7C (E パッケージ) eSOP-12B (K パッケージ) eDIP-12B (V パッケージ)

図 2. パッケージ オプション

- DRAIN ピンに対する沿面距離を拡張
- SOURCE ピンをヒートシンクに接続することにより、EMI を低減

概要

TOPSwitch™-JX は、725 V パワー MOSFET、高電圧スイッチング電流源、マルチモード PWM コントロール回路、発振器、過熱保護を含む異常保護回路、及びその他の制御回路をワンチップに集積しています。

一般的なアプリケーション

- ノートブックまたはラップトップ アダプタ
- 汎用アダプタ
- プリンタ
- LCD モニター
- セットトップ ボックス
- PC または LCD TV スタンバイ電源
- オーディオ アンプ

出力電力定格

次のページを参照。

出力電力テーブル

製品 ⁵	基板上のパターンによる放熱 ¹				製品 ⁵	金属ヒートシンク取り付け時 ¹			
	230 VAC $\pm 15\%$ ⁴		85-265 VAC			230 VAC $\pm 15\%$ ⁴		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		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
TOP264VG	21 W	34 W	12 W	22.5 W	TOP264EG/VG	30 W	62 W	20 W	43 W
TOP264KG	30 W	49 W	16 W	30 W					
TOP265VG	22.5 W	36 W	15 W	25 W	TOP265EG/VG	40 W	81 W	26 W	57 W
TOP265KG	33 W	53 W	20 W	34 W					
TOP266VG	24 W	39 W	17 W	28.5 W	TOP266EG/VG	60 W	119 W	40 W	86 W
TOP266KG	36 W	58 W	23 W	39 W					
TOP267VG	27.5 W	44 W	19 W	32 W	TOP267EG/VG	85 W	137 W	55 W	103 W
TOP267KG	40 W	65 W	26 W	45 W					
TOP268VG	30 W	48 W	21.5 W	36 W	TOP268EG/VG	105 W	148 W	70 W	112 W
TOP268KG	46 W	73 W	30 W	50 W					
TOP269VG	32 W	51 W	22.5 W	37.5 W	TOP269EG/VG	128 W	162 W	80 W	120 W
TOP269KG	50 W	81 W	33 W	55 W					
TOP270VG	34 W	55 W	24.5 W	41 W	TOP270EG/VG	147 W	190 W	93 W	140 W
TOP270KG	56 W	91 W	36 W	60 W					
TOP271VG	36 W	59 W	26 W	43 W	TOP271EG/VG	177 W	244 W	118 W	177 W
TOP271KG	63 W	102 W	40 W	66 W					

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

1. 詳細については、「応用時の重要検討項目」を参照してください。
2. 周囲温度 +50 °C、標準的な換気なしの密閉型アダプタで最大連続電力。
3. 周囲温度 +50 °C、オープンフレーム設計時の最大連続電力。
4. 230 VAC または 110/115 VAC の倍電圧。
5. パッケージ: E: eSIP-7C, V: eDIP-12, K: eSOP-12。「品番コード体系表」を参照してください。

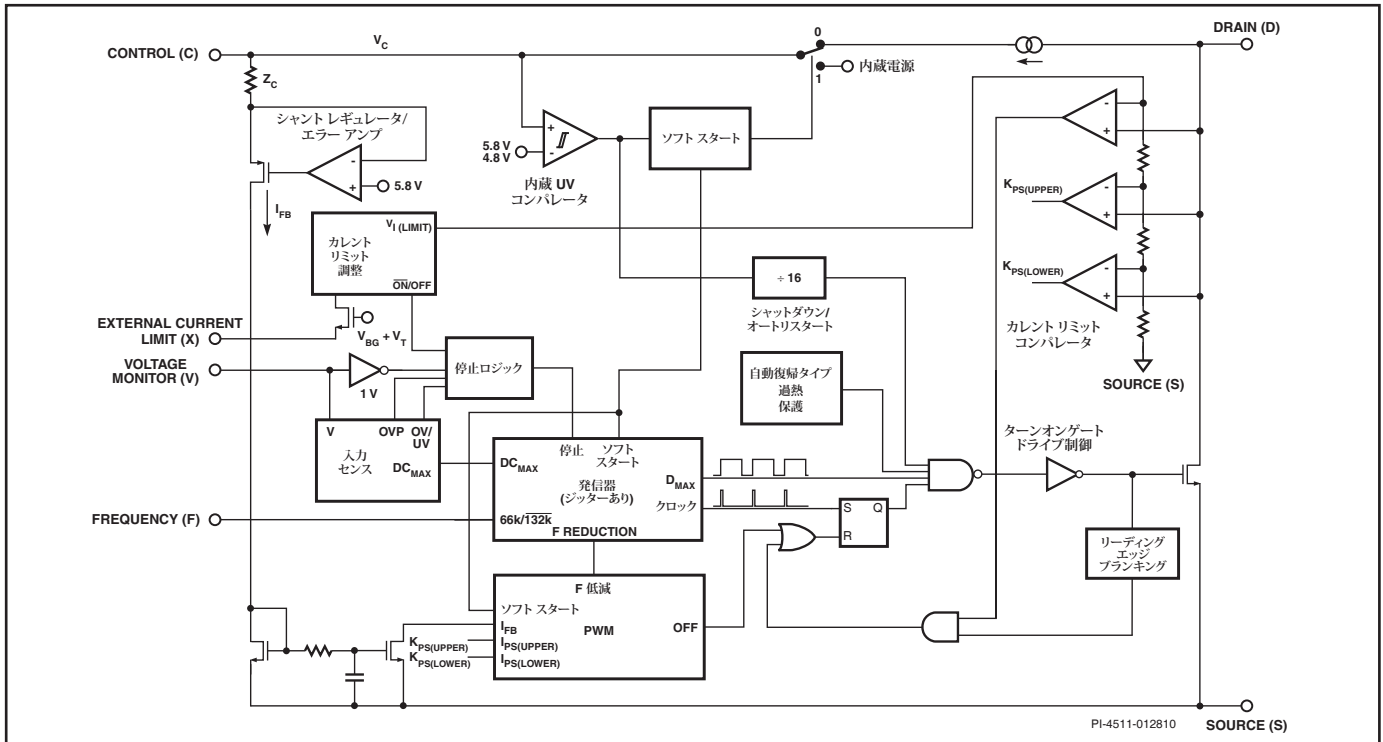


図 3. 機能ブロック図

ピン機能の説明

DRAIN (D) ピン:

高電圧パワー MOSFET の DRAIN ピンです。内部起動用バイアス電流は、高電圧スイッチング電源を通じてこのピンから供給されます。DRAIN電流の内部カレントリミット検出ポイントになります。

CONTROL (C) ピン:

デューティサイクル制御用のエラーアンプ及びフィードバック回路入力ピンです。通常動作時は、内部シャントレギュレータに接続されて、内部バイアス電流を供給します。電源のバイパス及びオートリスタート/補正コンデンサの接続ポイントとしても使用されます。

EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピン:

外部カレントリミット設定、リモート ON/OFF 及びデバイスリセットのための入力ピンです。SOURCE ピンに接続すると、このピンの全ての機能が無効になります。このピンをフローティング状態のままにしないでください。

VOLTAGE MONITOR (V) ピン:

OV、UV、DC_{MAX} 低減を行うためのラインフィードフォワード、出力過電圧保護 (OVP)、リモート ON/OFF 用の入力ピンです。SOURCE ピンに接続すると、このピンの全ての機能が無効になります。このピンをフローティング状態のままにしないでください。

FREQUENCY (F) ピン:

スイッチング周波数を選択するための入力ピンです。SOURCE ピンに接続時は 132 kHz、CONTROL ピンに接続時は 66 kHz で動作します。このピンをフローティング状態のままにしないでください。

SOURCE (S) ピン:

パワー MOSFET のソース接続ピンです。一次側制御回路のコモン及び基準ポイントでもあります。

NO CONNECTION (NC) ピン:

内部接続されない、フローティング状態の電位ピンです。

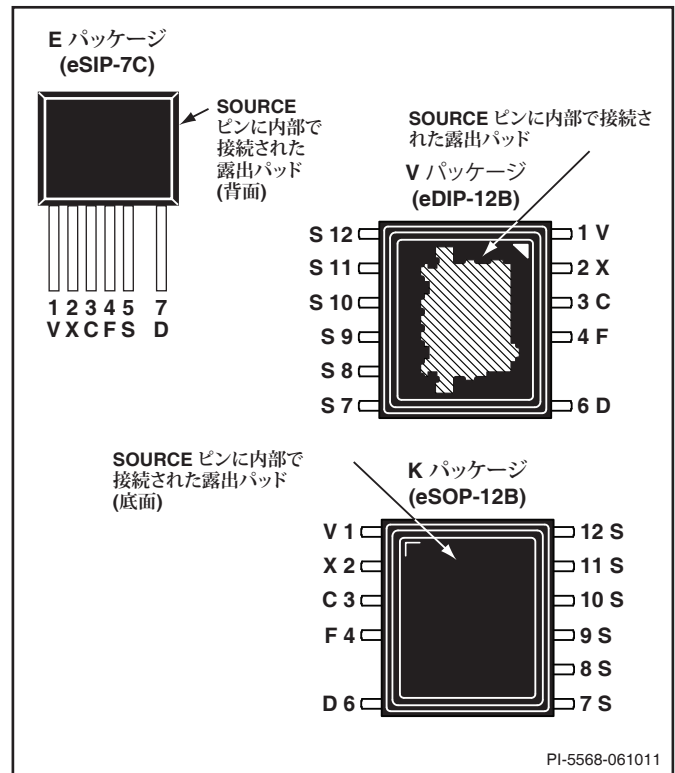
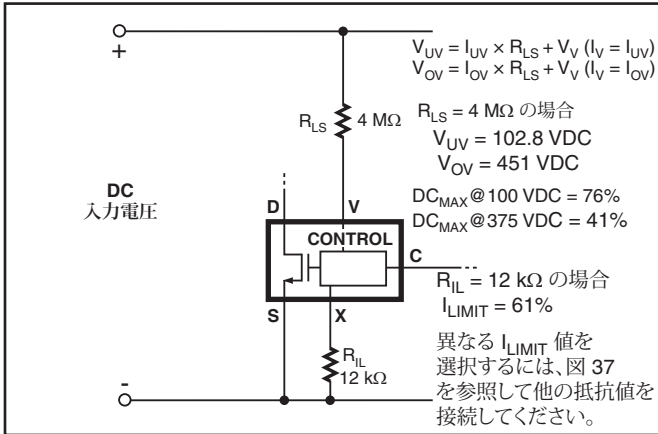


図 4. ピン配置図 (上面図)



PI-5579-111210

図 5. 入力センス及びカレントリミット外部設定

TOP264-271 の機能の概要

TOP264-271 は、TOPSwitch-HX と同様に、制御入力電流を高電圧パワー MOSFET のオープンドレイン出力でデューティサイクルに変換する、高集積スイッチング電源ICです。通常動作時は、パワー MOSFET のデューティサイクルは CONTROL ピンの電流の増加に伴い線形に減少します (図 6 を参照)。

高電圧起動、サイクルバイサイクル カレントリミット、帰還ループ補償回路、オートリスタート及び過熱保護などの 3 端子 TOPSwitch の機能に加えて、TOP264-271 は、システム コストを削減し、電源のパフォーマンスと設計自由度を向上させる機能を多数内蔵しています。高電圧 CMOS 技術 (特許取得) により、高電圧パワー MOSFET と全ての低電圧制御回路を廉価にワンチップに集積しています。

TOP264-271 は、新たな機能のために 3 つの端子 (FREQUENCY、VOLTAGE-MONITOR、及び EXTERNAL CURRENT LIMIT) を実装しています。これらの 3 つの端子を SOURCE ピンに接続すると、従来の TOPSwitch と同様の 3 端子モードで動作させることもできます。ただし、3 端子モードの場合も、TOP264-271 は外付け部品を必要とせず、意識することなく多数の機能を利用できます。

1. 内蔵の 17 ms ソフトスタートにより、起動時にカレントリミットと周波数を Low レベルから High レベルにスイープさせてピーク電流及び電圧を制限することで、ほとんどのアプリケーションにおいて出力のオーバーシュートを大幅に削減、または取り除きます。
2. 78% の最大デューティサイクル (DC_{MAX}) により、入力コンデンサの小型化、低入力電圧対応、更に高出力電力を可能にします。
3. マルチモード動作により、全負荷範囲で効率を最適化し、多出力電源でも良好なクロスレギュレーションを維持することを可能にします。
4. 132 kHz のスイッチング周波数により、EMI に大きな影響を与えることなく、トランスの小型化を実現します。
5. 周波数ジッタリングにより、全周波数範囲において EMI を低減します。

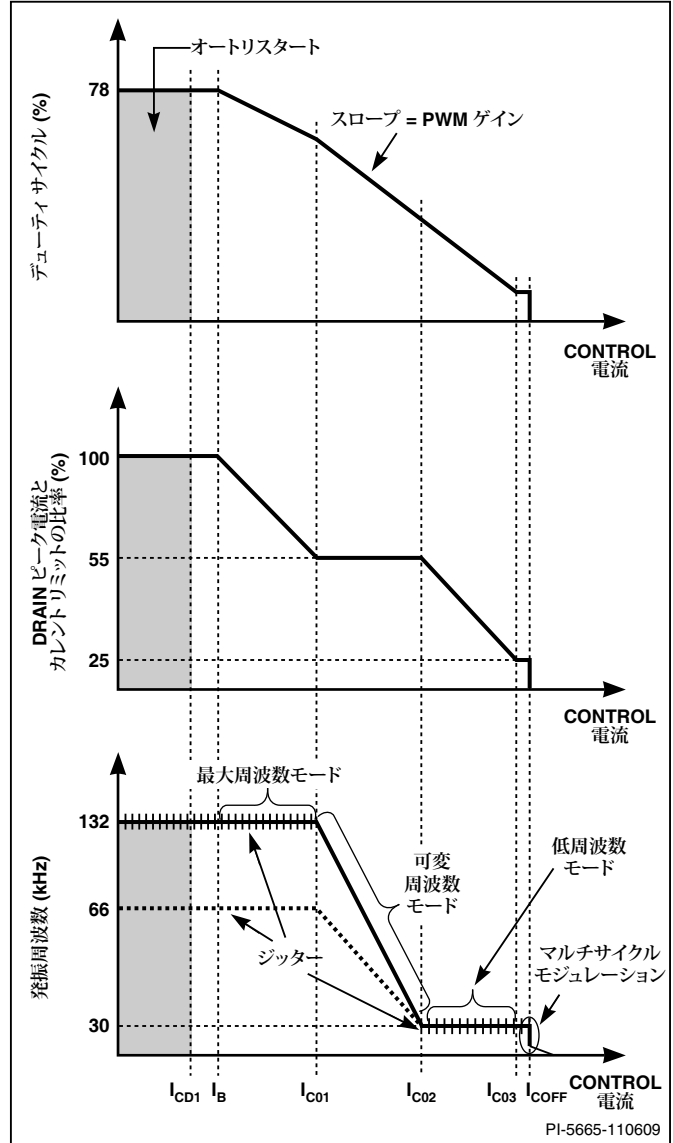


図 6. CONTROL ピンの特性 (マルチモード動作)

6. 自動復帰タイプ過熱保護機能により、過熱異常から確実に保護します。
7. ピン数を削減し、リードフォームを備えたパッケージにより、DRAIN ピンとの十分な沿面距離を確保します。
8. オートリスタート時のデューティサイクル及び周波数低減により、オープンループ異常、出力短絡、またはレギュレーション範囲を外れた時に電源と負荷の保護を強化します。
9. Pf 電力係数、カレントリミット低減、PWM ゲイン及び過熱保護スレッシュホールドの高精度な公差。

VOLTAGE-MONITOR (V) ピンは通常、4 MΩ の抵抗を介して整流後の DC 高電圧バスに接続し、入力過電圧 (OV)、入力低電圧 (UV)、及び DC_{MAX} 低減を行うためのデュアルスロープラインフィードフォワードの検出に使用されます。このモードでは、抵抗の値によって OV/UV スレッシュホールドが決まります。また、 DC_{MAX} がデュアルスロープでリニアに減少することで、ラインリップルの除去を向上させます。さらに、ラッチ及び自動復帰タイプの出力過電圧保護

(OVP) のためのスレッシュホールドも提供します。このピンはまた、 I_{UV} スレッシュホールドを使用することでリモート ON/OFF として動作させることもできます。

EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンは、抵抗を介して SOURCE ピンに接続することにより、カレントリミット値を動作ピーク電流に近い値に外部から調整することを可能にします。このピンは、リモート ON/OFF として使用することもできます。

FREQUENCY (F) ピンは、SOURCE ピンに接続すると、スイッチング周波数がデフォルト値の 132 kHz に設定されます。CONTROL ピンに接続すると、半分の周波数の 66 kHz でのオプション動作を選択できます。このピンを開放したままにすることは推奨しません。

CONTROL (C) ピンの動作

CONTROL ピンは、電源電流とフィードバック電流の両方が流入する低インピーダンス ノードです。通常動作時は、シャントレギュレータにより、フィードバック信号は電源電流から分離されます。

CONTROL ピンの電圧 V_C は、MOSFET ゲートドライバを含む制御回路の電源電圧になります。CONTROL ピンと SOURCE ピン間の外部バイパスコンデンサは、これらのピンの近くに配置し、瞬時にゲートドライブ電流を供給する必要があります。このピンに接続されている容量の合計値によって、オートリスタートのタイミングと位相補償回路も設定されます。起動時、整流された DC 高電圧が DRAIN ピンに印加されると、MOSFET はオフ状態にあり、CONTROL ピン コンデンサは、DRAIN ピンと CONTROL ピンを内部接続する高電圧電流源を通じて充電されます。CONTROL ピンの電圧 V_C が約 5.8 V に達すると、制御回路がアクティブになり、ソフトスタート動作を開始します。ソフトスタート回路は DRAIN ピーク電流とスイッチング周波数を徐々に上昇させ、約 17 ms で最大 DRAIN ピーク電流、最大周波数に達します。ソフトスタート動作が終了するまでに、外付けのフィードバック回路/電流源から CONTROL ピンへの電流供給が無い場合、高電圧電流源はオフしており、制御回路による内部消費によって CONTROL ピン電圧は低下します。CONTROL ピン電圧が約 4.8 V の低スレッシュホールド電圧 (内部電源の低電圧ロックアウト・スレッシュホールド値) まで低下するとスイッチングを停止します。電源が適切に設計されており、オープンループや出力短絡などの異常が発生していなければ、フィードバックに閉ループが形成され、CONTROL ピンに外部から電流供給されます。外部から供給された電流によって CONTROL ピンが 5.8 V のシャントレギュレータ電圧まで充電されると、チップの消費量を超過する電流は、図 3 に示すように NMOS カレントミラーを通じて SOURCE に出力されます。この NMOS カレントミラーの出力電流は、パワー MOSFET のデューティサイクルを制御して、閉ループ制御が行われます。シャントレギュレータには有限の低出力インピーダンス Z_o があります。このインピーダンスにより、一次側フィードバック構成時のエラーアンプのゲインが設定されます。CONTROL ピンのダイナミックインピーダンス Z_o と外付け CONTROL ピンの容量の組み合わせによって、制御ループのメインポールが設定されます。

オープンループや出力短絡などの異常状態が発生して、外部電流が CONTROL ピンに流れなくなると、CONTROL ピンのコンデンサが 4.8 V になるまで放電します。4.8 V になると、オートリスター

トがアクティブになり、それによって MOSFET がオフして、制御回路は低電流スタンバイモードに入ります。また、高電圧電流源がオンして、CONTROL ピンコンデンサを再充電します。内蔵の自動復帰タイプの低電圧コンパレータは、高電圧電流源のオン/オフを切り替えることにより、図 8 に示すように、 V_C を 4.8 V から 5.8 V の間に維持します。オートリスタート回路には 16 分周カウンタが搭載されており、これにより、放電/充電サイクルが 16 回繰り返されるまで MOSFET をオンしません。16 分周カウンタがフルカウンタ (S15) に達した場合のみ、MOSFET をオンします。このカウンタは、オートリスタートのデューティサイクルを通常 2% まで低減することで、TOP264-271 の電力損失を制限します。オートリスタートモードは、フィードバックループが正常になり、出力電圧が再び制御されるまで継続します。

発信器及びスイッチング周波数

内蔵発信器は、2 つの電圧レベルの間で内部容量を線形に充電及び放電して、PWM (パルス幅変調方式) のタイミングに使用される三角波形を作成します。この発信器は、各サイクルの開始時に PWM/カレントリミットのラッチを設定します。

EMI に影響を及ぼす基本周波数を 150 kHz 未満に抑えつつトランスを小型化するために、スイッチング周波数は、一般的に 132 kHz (typ.) に設定します。その場合、FREQUENCY ピンを SOURCE ピンに接続します。FREQUENCY ピンを CONTROL ピンに接続すると、スイッチング周波数は 66 kHz (半周波数) になり、ノイズの影響を受けやすいビデオアプリケーションや高効率スタンバイモードなどに有効です。

EMI レベルをさらに低減させるために、図 7 に示すように、スイッチング周波数を 250 Hz (typ.) 周期で、66 kHz 動作時には ± 2.5 kHz、132 kHz 動作時には ± 5 kHz のジッター動作 (周波数変調) を行います。DRAIN ピーク電流が固定される可変周波数モードに入ると、ジッター動作は徐々にオフします。

パルス幅変調器

パルス幅変調器は CONTROL ピンに流入する電流の内、内部消費電流を超過した電流量に反比例したデューティサイクルで MOSFET を駆動するマルチモード制御を実行します (図 6 を参照)。超過電流という形で現れるフィードバック エラー信号は、7 kHz の標準コーナー周波数の RC 回路を使用してフィルタされます。これにより、MOSFET ゲートドライバによってチップ供給電流に生じるスイッチングノイズを抑制します。

電源効率を最適化するために、4 つの異なる制御モードで動作します。この変調器は、最大負荷時には最大周波数で動作し、負荷が軽くなるにつれて動作モードを可変周波数 PWM モード、さらに、低周波数 PWM モードに自動的に移行させます。軽負荷時には、制御動作が PWM 制御からマルチサイクル変調制御に切り替わり、変調器はマルチサイクル変調モードで動作します。モード毎に動作は異なりますが、各モード間の移行をスムーズに行うために、図 6 に示すデューティサイクルと CONTROL ピンの超過電流間のシンプルな関係が 3 つの PWM モードを通じて維持されます。各モードの動作及びモード間の移行の詳細については、次のセクションを参照してください。

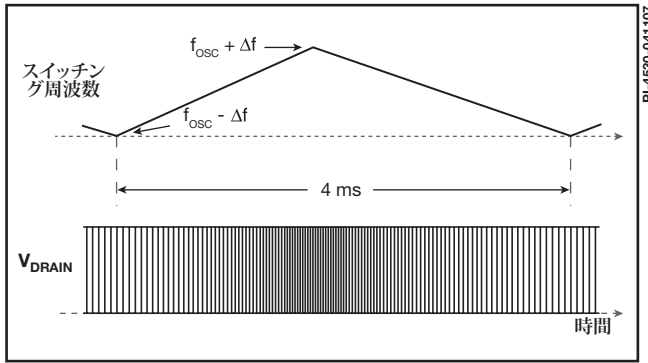


図7. スイッチング周波数ジッター (理想的な V_{DRAIN} 波形)。

最大周波数 PWM モード: CONTROL ピン電流 (I_O) が I_B に達すると、PWM 変調器は最大周波数 PWM モードになります。このモードでは、平均スイッチング周波数が f_{OSC} で一定になります (CONTROL ピンの接続方法により 132 kHz または 66 kHz を選択可能)。 I_C が増加して I_B を超えると、ON 時間が短くなって、デューティサイクルが DC_{MAX} から低下します。この動作は、他のすべての TOPSwitch ファミリーの PWM 制御と同じです。TOP264-271 がこのモードで動作するのは、サイクルバイサイクルの DRAIN ピーク電流が $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ を上回っている場合のみです。ここで、 $k_{PS(UPPER)}$ は 55% (typ.) で、 $I_{LIMIT}(set)$ は EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンを介して外部で設定されるカレントリミットです。

可変周波数 PWM モード: 電源の負荷が小さくなり、DRAIN ピーク電流が $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ を下回った場合、PWM 変調器は可変周波数 PWM モードへの移行を開始し、周波数ジッターを徐々にオフにします。このモードでは、周波数が初期の最大周波数である f_{OSC} (132 kHz または 66 kHz) から最小周波数の $f_{MCM(MIN)}$ (30 kHz typ.) までスイッチング周波数が低下する間、DRAIN ピーク電流は $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ で一定となります。デューティサイクルの低減はオフ時間を広げることで行われます。

低周波数 PWM モード: スイッチング周波数が $f_{MCM(MIN)}$ (30 kHz typ.) に達すると、PWM 変調器は低周波数モードへの移行を開始します。このモードでは、スイッチング周波数が $f_{MCM(MIN)}$ で一定となり、最大周波数 PWM モードと同様に、ON 時間が減少し、デューティサイクルが低下します。DRAIN ピーク電流は初期値の $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}(set)$ から最小値の $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}(set)$ まで低下します。ここで、 $k_{PS(LOWER)}$ は 25% (typ.)、 $I_{LIMIT}(set)$ は X ピンを介して外部で設定されるカレントリミットです。

マルチサイクル変調モード: DRAIN ピーク電流が $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}(set)$ まで下がると、変調器はマルチサイクル変調モードに移行します。このモードでは、ターンオンごとに、 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}(set)$ の DRAIN ピーク電流、 $f_{MCM(MIN)}$ のスイッチング周波数で $T_{MCM(MIN)}$ の期間、スイッチングを行い (30 kHz で 4 または 5 回の連続パルス)、CONTROL ピン電流が $I_{O(OFF)}$ を下回るまでオフのままになります。この動作モードは DRAIN ピーク電流を低い値に維持するだけでなく、高調波周波数も 6 kHz ~ 30 kHz の範囲内に最小化します。このようにトランスの共振周波数を回避することで、トランスのすべての潜在的な可聴ノイズを大幅に抑制します。

最大デューティ サイクル

最大デューティ サイクル DC_{MAX} は、デフォルトの最大値 78% (typ.) に設定されています。ただし、適切な値の抵抗 (4 MΩ typ.) を VOLTAGE-MONITOR ピンと整流 DC 高電圧バス間に接続することにより、入力電圧が 88 V から 380 V に上昇してデュアル ゲイン スロープが生じた場合に、最大デューティ サイクルを 78% から 40% (typ.) に下げることができます。

エラー アンプ

一次側フィードバック回路では、シャントレギュレータはエラーアンプとしても機能します。シャントレギュレータ電圧は、温度補償されたバンドギャップリファレンスから精度良く生成されます。エラーアンプのゲインは、CONTROL ピンのダイナミックインピーダンス Z_C によって設定されます。CONTROL ピンは外付け回路の信号を V_C にクランプします。供給電流を超過した CONTROL ピン電流は、シャントレギュレータによって分割されて、PWM のフィードバック電流 I_{FB} になります。

外部プログラム機能付き内蔵カレントリミット

サイクルバイサイクルピークドレインのカレントリミット回路では、MOSFET のオン抵抗を検出抵抗として利用しています。カレントリミットコンパレータは、MOSFET のオン状態のドレイン-ソース間電圧 $V_{DS(ON)}$ とスレッシュホールド電圧を比較します。DRAIN 電流が大きくなり、 $V_{DS(ON)}$ がスレッシュホールド電圧を超えると、次のクロックサイクルが開始するまで MOSFET はオフになります。カレントリミットコンパレータのスレッシュホールド電圧は、MOSFET の $R_{DS(ON)}$ が温度の影響により変化した場合に、それによって生じるカレントリミットの変動が最小となるように温度補正されます。TOP264-271 のデフォルトのカレントリミットは、内部で予め設定されています。ただし、EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンと SOURCE ピンの間に抵抗を接続することで、カレントリミットを低レベル (デフォルトカレントリミットの 30% ~ 100%) にプログラムすることができます。カレントリミットを低い値に設定して、所要電力を得るために必要なサイズよりも大きな TOP264-271 を使用することで、 $R_{DS(ON)}$ が小さいという利点を生かし、高効率化やヒートシンクの小型化を実現できるようになります。EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンと整流 DC 高電圧バスの間に別の抵抗が接続されている場合は、入力電圧の上昇に伴ってカレントリミットが小さくなるため、出力電力に対する入力電圧補正ができるようになります。RCD クランプを使用すると、この電力制限技術によって、高入力電圧における最大クランプ電圧が低下します。これにより、さらに高い跳ね返り電圧の設計が可能になり、クランプ回路の消費電力を下げるすることができます。

リーディングエッジブランキング回路は、MOSFET がオンした後の短時間、カレントリミットコンパレータを停止させます。電源が適切に設計されている場合、リーディングエッジブランキング時間は、一次側容量及び二次側ダイオードの逆回復時間が原因で発生する電流スパイクによりスイッチングパルスが途中で終了しないように設定されています。リーディングエッジブランキング時間が経過すると、カレントリミットは短期間低下します。これは、MOSFET のダイナミック特性によるものです。起動時及び異常時には、コントローラはスイッチング周波数を低下させて、過大な DRAIN 電流を防止します。

低入力電圧検知 (UV)

電源起動時、入力電圧が低電圧スレッシュホールドに達するまで、UV は TOP264-271 をオフの状態に維持します。電源停止時、

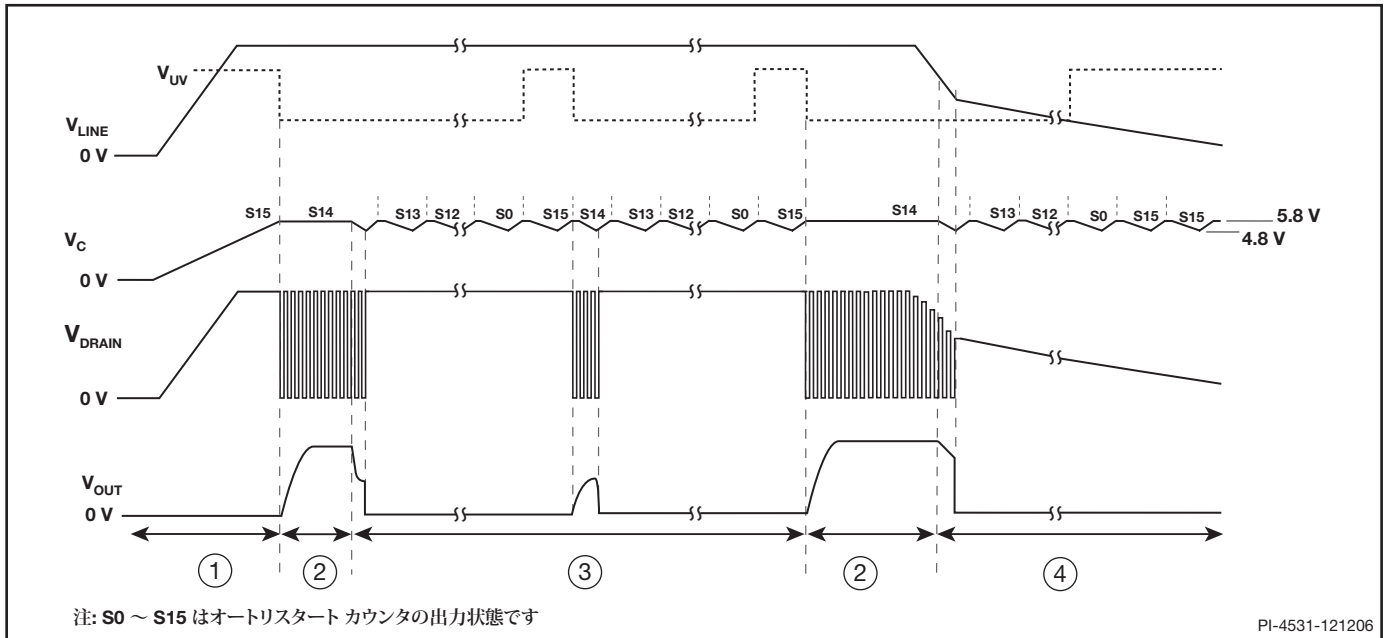


図 8. (1) 起動時、(2) 通常動作時、(3) オートリスタート時、(4) 停止時の標準波形。

出力がレギュレーションを外れると、UV はオートリスタートの再試行を禁止します。これにより、待機電源など、アプリケーション内にある大きな入力コンデンサの放電に時間がかかる場合に生じる電源停止グリッチを防止できます。VOLTAGE-MONITOR ピンと整流 DC 高電圧バス間に抵抗を接続して、起動時の UV スレッシュホールドを設定します。電源が正常に起動すると、UV スレッシュホールドが初期 UV スレッシュホールドの 44% まで低下し、入力電圧動作範囲 (UV 下限スレッシュホールド) が拡張されます。動作中に、電源がレギュレーションから外れることなく、UV 下限スレッシュホールドに達した場合、デバイスはオフになり、UV (上限スレッシュホールド) に再び達するまでオフのままになります。UV 下限スレッシュホールドに達する前に電源がレギュレーションから外れると、デバイスはオートリスタートを開始します。オートリスタートの各サイクルが終了すると (S15)、UV コンパレータが有効になります。UV 上限スレッシュホールドに達していない場合、次のサイクルの間無効になり、MOSFET はオフになります (図 8 を参照)。UV 機能は、OV 機能とは独立して無効にすることができます。

過入力電圧シャットダウン (OV)

UV に使用した抵抗によって、過電圧スレッシュホールドも設定されます。このスレッシュホールドを超えると、TOP264-271 は瞬時に (現在のスイッチング サイクルが完了した後に) スwitchングを停止します。この状態が 100 μ s 以上継続した場合、TOP264-271 の出力は強制的にオフ状態になります。入力電圧が定常状態に戻り、ノイズによる誤動作防止のための OV スレッシュホールドのヒステリシス値も超えると、ステート マシンは S13 に設定され、TOP264-271 はオートリスタート シーケンスを経過してからスイッチングの再試行を試みます。OV スレッシュホールドと UV スレッシュホールドの比率は、図 9 に示すように 4.5 に予め設定されています。MOSFET がオフの場合は、ドレインに跳ね返り電圧及びリターン ケージスパイクが生じないため、整流 DC 高電圧のサージ耐量は MOSFET の電圧定格 (725 V) まで上昇します。OV 機能は、UV 機能と独立して無効にすることができます。

TOP264-271 では、無負荷時の入力電力を小さくするため、V ピンは非常に低い電流で動作します。これにより、基板設計時には、ノイズカップリングによって誤動作しないようにレイアウトには注意が必要です。また、V ピンに接続されるパターン及び部品が、スイッチング電流が流れるパターンに近づかないようにする必要があります。これらのパターンには、ドレイン、クランプ回路、バイアス巻線リターン、あるいはそれ以外のコンバータの電力パターンなどが含まれます。入力電圧検出機能を使用している場合は、センス抵抗を V ピンから 10 mm 以内に配置して、V ピン ノード領域を最小にする必要があります。その後、DC バイアスを入力センス抵抗に配線してください。また、外部容量を V ピンに接続しないでください。V ピンに関係する機能が誤作動することがあります。

自動復帰またはラッチタイプ出力過電圧保護 (OVP)

自動復帰またはラッチタイプ出力過電圧保護 (OVP) の検出は、入力ラインの過電圧保護検出を使用して行われます。V ピンの電圧が 0.5 V まで低下すると、コントローラは直ちに、外部接続されているインピーダンスを測定します。 I_V が、100 μ s よりも長い期間、 $I_{OV(ULS)}$ (336 μ A typ.) を超えた場合、TOP264-271 はラッチタイプ OVP となり、オフ状態が維持されます。 I_V が $I_{V(TH)} = -27 \mu$ A (typ.) を超えるか、あるいは、 V_C が起動リセットスレッシュホールド ($V_{C(RESET)}$) を下回るとリセットがかかり、通常動作に戻ります。 I_V が $I_{OV(ULS)}$ を超えないか、超えている期間が 100 μ s 以下の場合、TOP264-271 は自動復帰の過入力電圧 OVP 動作に入ります。これらの動作は、前のセクションで詳細に説明した過入力電圧シャットダウン (OV) と同じです。フィードバックの欠落による異常発生時、出力電圧は設定値から急激に上昇します。出力電圧が上昇すると、バイアス巻線電圧も上昇します。バイアス巻線の出力電圧が、バイアス巻線の出力と V ピン間に接続されたツェナー ダイオードの電圧定格と V ピン電圧の合計を超えて、V ピンに I_V を超える電流が流れると、OVP 機能がトリガされます。

負荷が大きい場合や入力電圧が低い場合、オープンループ状態が発生しても、出力電圧が大幅に上昇しないことがあります。このような場合、負荷や入力条件が変わるまで、ラッチ停止は発生しません。しかしながら、入力や負荷条件が変わった時には出力電圧の上昇を抑制する、本来の保護動作になります。一般的なアプリケーションにおける TOP264-271 の一次側 OVP 保護は、オープンループ時に 12 V 出力を 20 V 以上に上昇することを防止します。より精度の高い保護が必要な場合は、二次側検出の OVP を推奨します。

DC_{MAX} 低減によるライン フィードフォワード

UV 及び OV に使用される同じ抵抗により、ライン フィードフォワード機能も可能になり、出力のラインリップルを小さくし、電源出力の入力ライン変動に対する影響を抑制します。注: CONTROL ピン電流が同じ場合、入力電圧が高いほどデューティサイクルは小さくなります。また、DC_{MAX} は、入力電圧が UV スレッシュホールドより少し低い時に 78% (typ.) にあり、OV スレッシュホールドでは 36% (typ.) まで減少します。高入力電圧時の DC_{MAX} 36% という値は、通常動作時の TOP264-271 の電力能力がこの機能に制限されないようにするために設定されています。TOP264-271 は次の 2 つの低減スロープにより、理想的なフィードフォワードに適した動作を行います。1 つ目のスロープは、195 V (4 MΩ (typ.)) のラインインピーダンス) 未満のすべてのバス電圧に対して 1 μA あたり -1% です。2 つ目のスロープは、195 V を超えるすべてのバス電圧に対して 1 μA あたり -0.25% です。

リモート ON/OFF

TOP264-271 は、VOLTAGE-MONITOR ピンへの流入電流、または、EXTERNAL-CURRENT LIMIT ピンからの流出電流を制御することでオン/オフ動作を行うことができます。更に、VOLTAGE-MONITOR ピンには、内部でスレッシュホールドが 1 V のコンパレータが接続されており、この電圧スレッシュホールドを使用してリモート ON/OFF 制御を行うことも可能です。

OV や UV、リモート ON/OFF など、出力を停止させるための信号が VOLTAGE-MONITOR ピン、または、EXTERNAL-CURRENT LIMIT ピンで検出されると、TOP264-271 は、必ず、現在のスイッチングサイクルが完了した後に出力を停止させます。

上記のように、リモート ON/OFF は、TOP264-271 のスタンバイや電源スイッチとして使用され、長時間、消費電力を非常に低い状態に維持することも可能です。CONTROL ピン電圧が内部電源の低電圧スレッシュホールドの 4.8 V まで低下する時間 (47 μF の CONTROL ピン容量の場合、約 32 ms) を超えて TOP264-271 をリモートオフ状態に保持した場合、CONTROL ピンは、自動復帰モードに移行します。このモードでは、CONTROL ピンは 4.8 V と 5.8 V の間で充電と放電を切り替えるサイクルに入りますが (上記の CONTROL ピンの動作に関するセクションを参照)、DC 高電圧入力時には完全に外れ、消費電力が非常に小さくなります (230 VAC 入力、Xピン オープン時 約 100 mW 未満)。このモードに入った後に TOP264-271 をリモートオンすると、CONTROL ピン電圧が次に 5.8 V に達した後、通常のソフトスタートによる起

VOLTAGE MONITOR ピンと EXTERNAL CURRENT LIMIT ピンの組み合わせテーブル*

図の番号	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
3 端子の動作	✓											
低入力電圧 (UV)		✓	✓	✓						✓	✓	
過入力電圧 (OV)		✓	✓		✓					✓	✓	
ライン フィードフォワード (DC _{MAX})		✓	✓							✓	✓	
出力過電圧保護 (OVP)			✓									
過負荷時の電力制限 (OPP)							✓					
外部カレントリミット						✓	✓		✓	✓	✓	✓
リモート ON/OFF								✓	✓	✓		
デバイスリセット								✓	✓	✓		
AC 高速リセット												✓
AC 停止												✓

*このテーブルは、組み合わせ可能な VOLTAGE MONITOR ピン及び EXTERNAL CURRENT LIMIT ピン構成の一部を紹介しております。

テーブル 2. VOLTAGE MONITOR (V) ピン及び EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンの組み合わせ

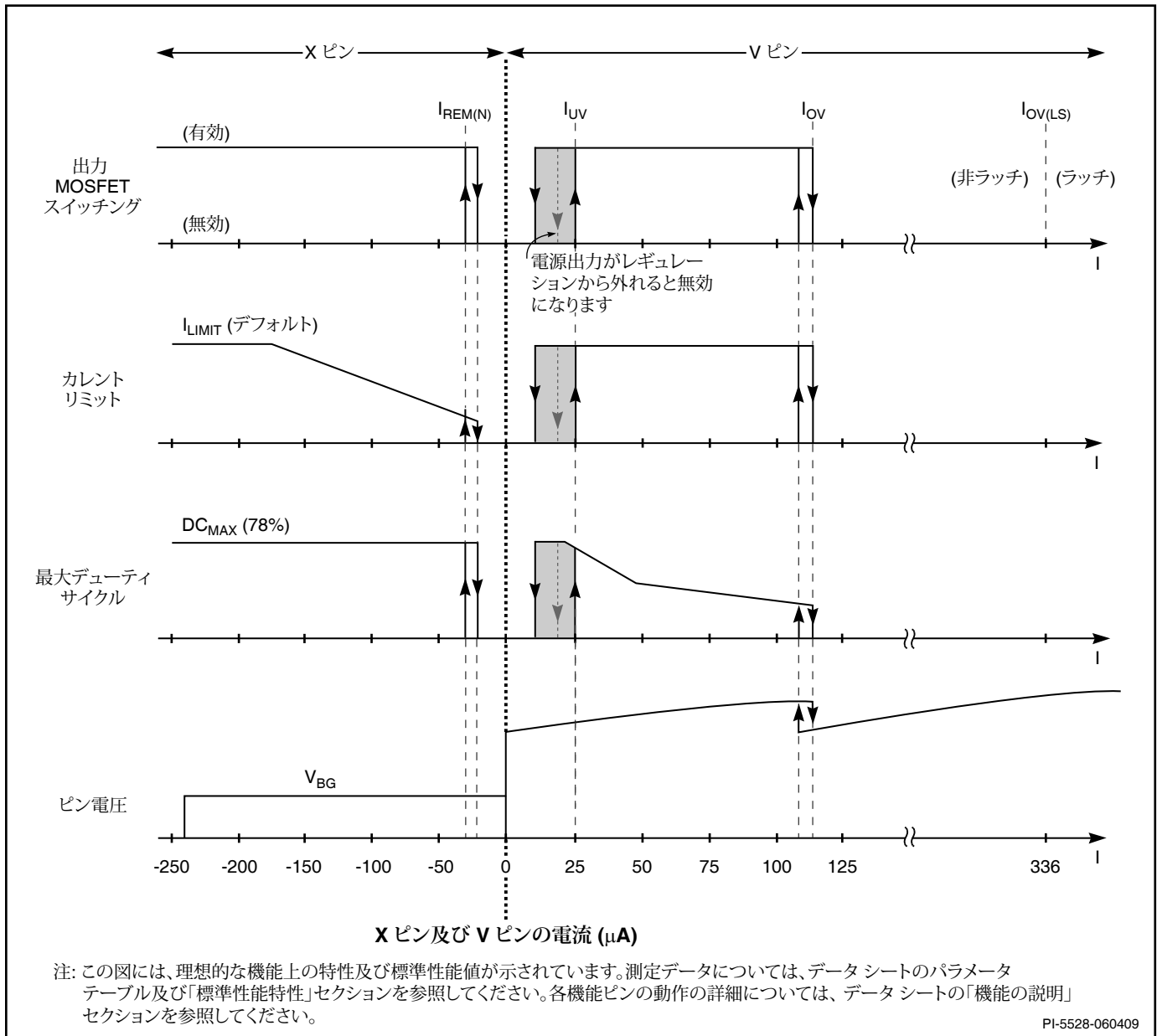


図9. VOLTAGE MONITOR ピンと EXTERNAL CURRENT LIMIT ピンの特性

動シーケンスが開始されます。最悪の場合、リモートオンから起動までの遅延は、CONTROL ピンのフル充放電サイクル時間 ($47 \mu F$ のCONTROL ピンコンデンサの場合、約125 ms) と同等になります。この低消費のリモートオフ動作により、高コストで信頼性の低いメカニカルスイッチは不要になります。また、インクジェットプリンタやレーザープリンタなどのアプリケーションで必要になることがある、マイクロプロセッサによるターンオン及びターンオフ制御も可能になります。

ソフトスタート

17 ms のソフトスタートは、最大周波数 PWM モードに移行する前に最小周波数 PWM モード、可変周波数モードを通して動作することにより、DRAIN ピーク電流とスイッチング周波数を最小値から最大値までリニアに変化させます。ソフトスタートは、起動時の他に、オートリスタートでの再起動時、リモートオフや過熱保護による CONTROL ピン電圧 (V_C) の自動復帰モード終了後の再起動時にも機能します。これにより、起動時の MOSFET、クランプ回路、及び出力ダイオードに発生する電流及び電圧ストレスを軽減します。さらに、出力電圧のオーバーシュートを最小化し、起動中のトランスの飽和を防止します。

シャットダウン/オートリスタート (OCP、SCP、OPP の場合)

過電流 (OC)、短絡 (SC)、過電力 (OP) などの異常状態のときに TOP264-271 の電力損失を最小にするために、シャットダウン/オートリスタート回路は、レギュレーション外れ状態の場合、オートリスタートのデューティ サイクル (2% (typ.)) で電源をオン/オフし、CONTROL ピンへの外部電流の流入が中断されます。 V_C の制御は、CONTROL ピンの動作に関するセクションに記載されているように、シャント モードから自動復帰オートリスタート モードに切り替わります。異常状態が解消されると、電源出力は設定値に安定し、 V_C の制御がシャントモードに戻り、通常動作が再開されます。

自動復帰タイプ過熱保護 (OTP)

過熱保護は高精度のアナログ回路によって行われ、ジャンクション温度が過熱シャットダウン温度 (142 °C (typ.)) を超えた場合、MOSFET をオフにします。ジャンクション温度が自動復帰温度まで低下すると通常動作が再開されます。75 °C (typ.) という大きなヒステリシスなので、異常状態の繰り返しによるプリント基板の過熱を回避できます。 V_C は自動復帰モードで制御され、過熱保護中は CONTROL ピンに 4.8 V ~ 5.8 V (typ.) の三角波形が発生します。

バンドギャップ リファレンス

TOP264-271 の重要な内部電圧はすべて、温度補償されたバンドギャップ リファレンスから生成されます。この電圧リファレンスは、他のすべての内部電流リファレンスを生成するために使用されます。生成された内部電流リファレンスはトリミングされて、スイッチング周波数、MOSFET ゲートドライブ電流、カレントリミット、及び入力 OV/UV/OVP スレッシュホールドを正確に設定します。TOP264-271 は回路を改善することで、上記の重要なパラメータにおいて非常に高精度な絶対公差及び温度公差を実現します。

高電圧バイアス電流源

この高電圧電流源は、TOP264-271 を DRAIN ピンからバイパスし、起動時や自動復帰動作時に CONTROL ピンコンデンサを充電します。自動復帰動作は、オートリスタート、リモートオフ、及び過熱保護の動作時に発生します。この動作モードでは、約 35% の実効デューティサイクルで電流源のオンとオフが切り替わります。このデューティサイクルは、CONTROL ピンの充電電流 (I_C) と放電電流 (I_{CD1} 及び I_{CD2}) の比率によって決まります。この電流源は、MOSFET がスイッチングしている通常動作時にはオフしていません。電流源がスイッチングすることによって、DRAIN 電圧波形にその影響が見られることがありますが、それは正常な状態です。

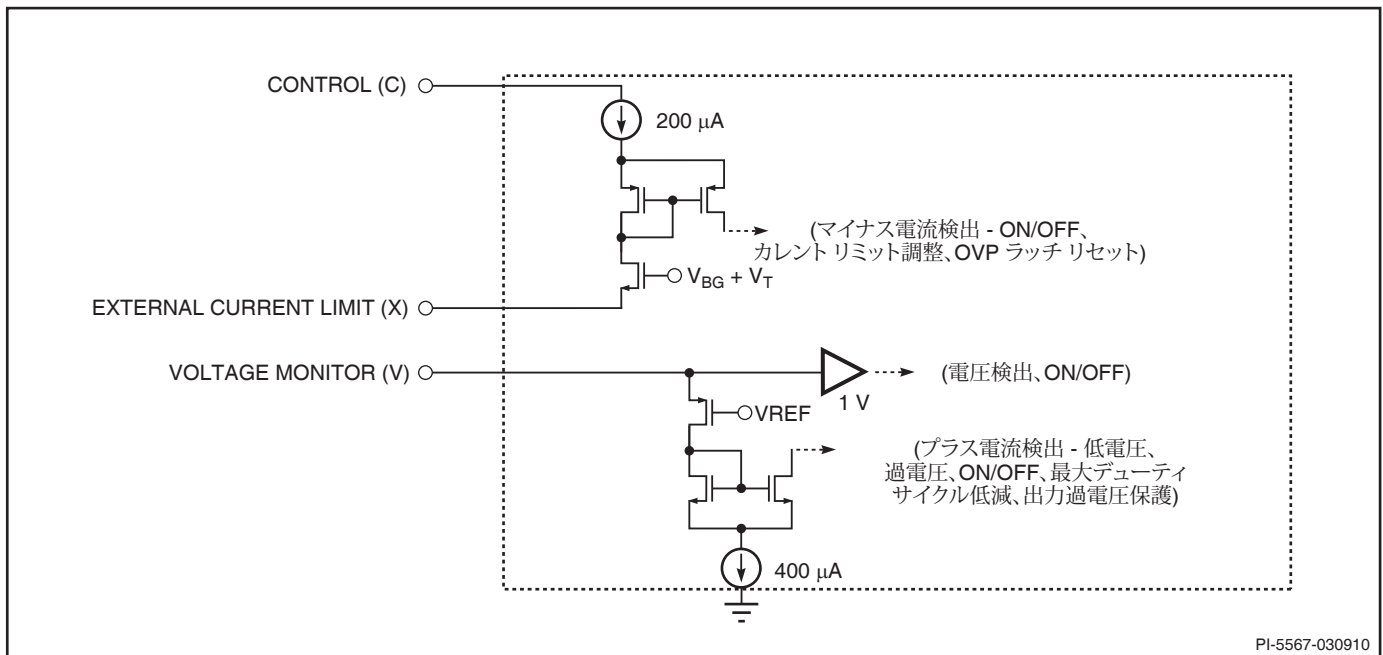


図 10. VOLTAGE MONITOR (V) ピン及び EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピン入力の概略回路図

FREQUENCY (F) ピンの標準的な使用例

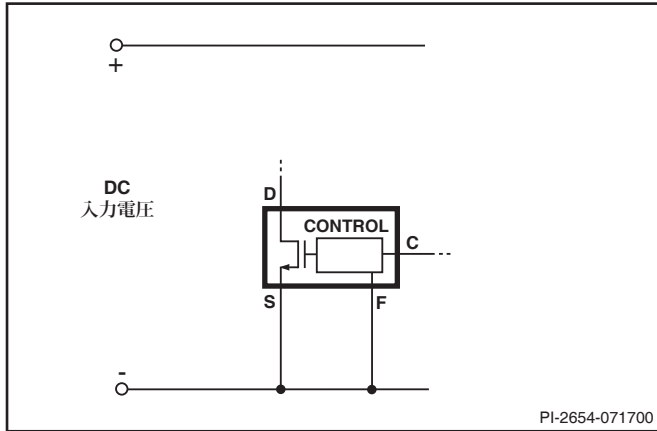


図 11. 最大周波数動作 (132 kHz)

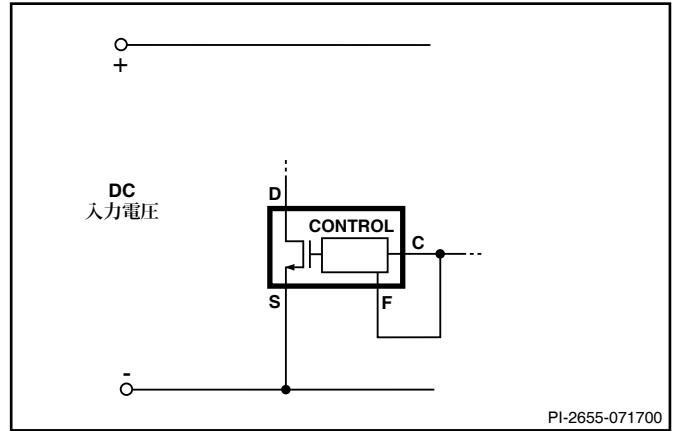


図 12. 半周波数動作 (66 kHz)

VOLTAGE MONITOR (V) ピン及び EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンの標準的な使用方法

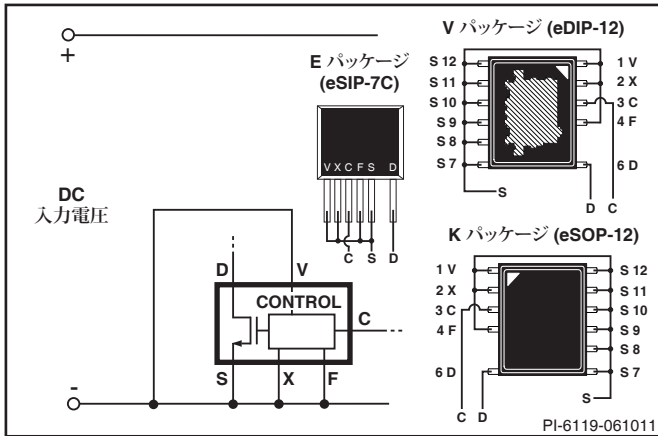


図 13. 3 端子動作 (電圧監視及び外部カレントリミット機能は無効)。FREQUENCY ピンは SOURCE ピンまたは CONTROL ピンに接続

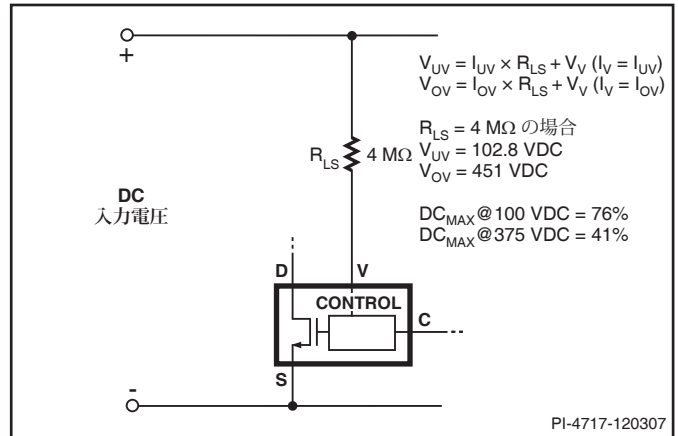


図 14. 低電圧入力 (UV)、過入力電圧 (OV)、及びライン フィードフォワードの入力センス

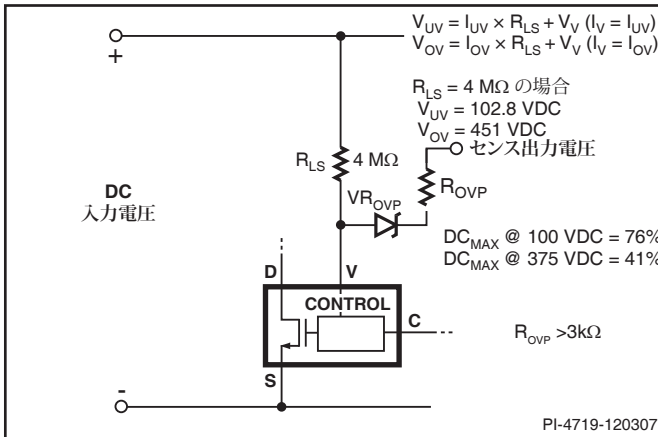


図 15. 低電圧入力 (UV)、過入力電圧 (OV)、ライン フィードフォワード、及び自動復帰型出力過電圧保護の入力センス

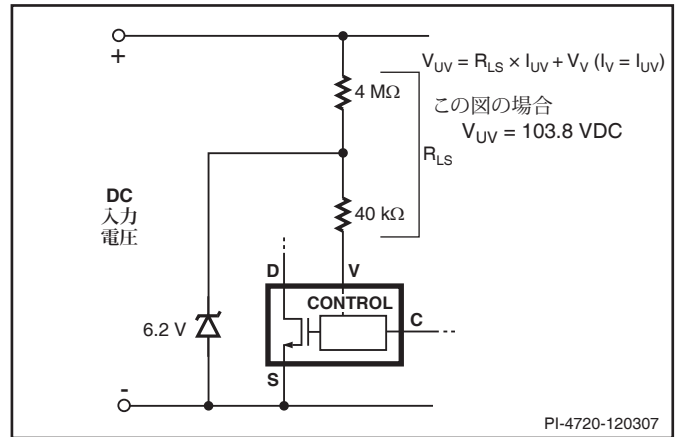


図 16. 低電圧入力 (UV) の入力センスのみ (過電圧は無効)

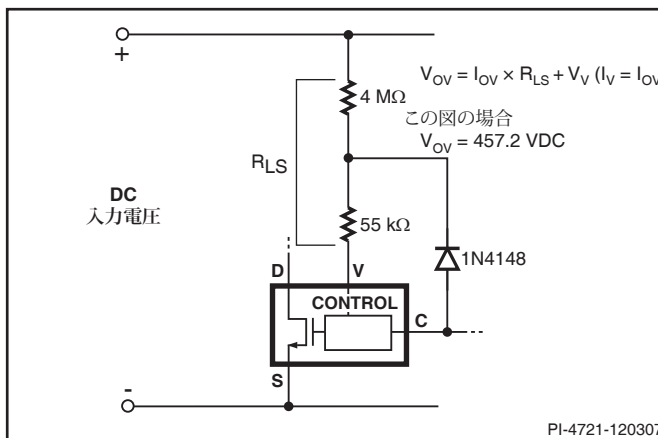


図 17. 過入力電圧 (OV) の入力センスのみ (低電圧入力 (UV) は無効)、低入力電圧時に最大デューティサイクルは低減され、入力電圧の上昇によりさらに低減

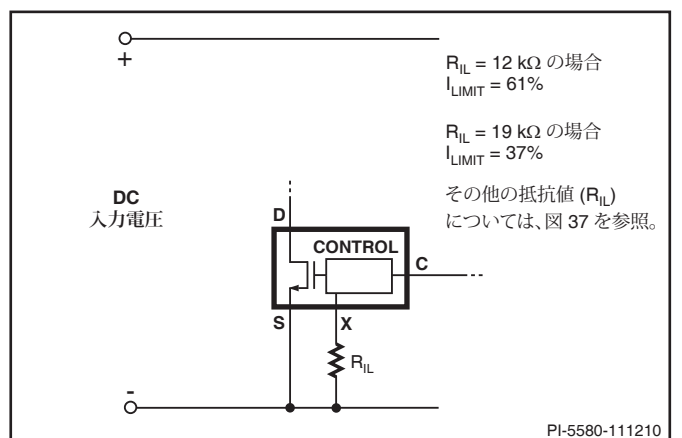


図 18. 外部設定カレントリミット

VOLTAGE MONITOR (V) ピン及び EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンの標準的な使用方法 (続き)

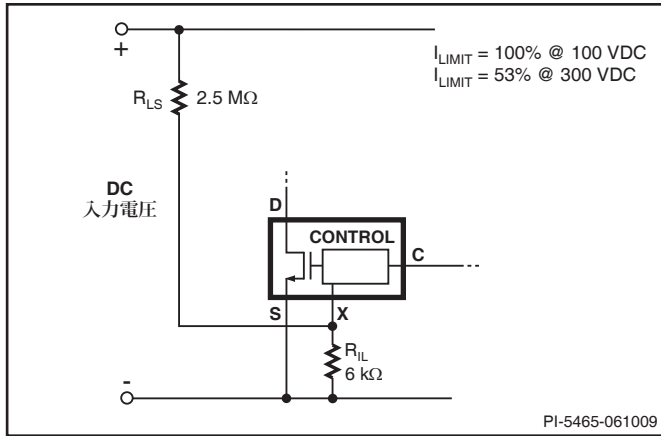


図 19. 入力電圧によるカレントリミットの低減

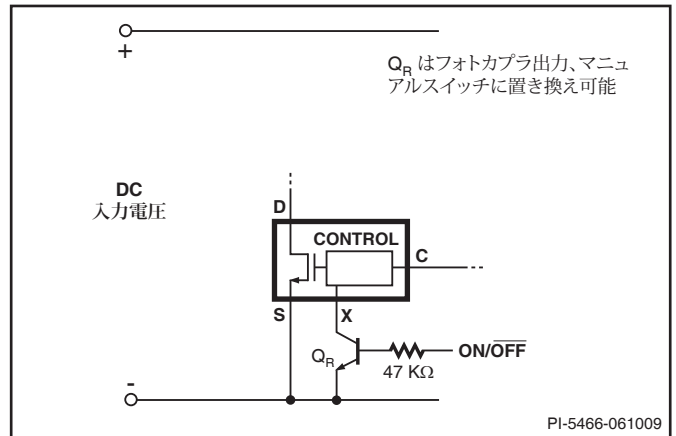


図 20. アクティブオン (フェールセーフ) 型リモート ON/OFF、及びラッチリセット

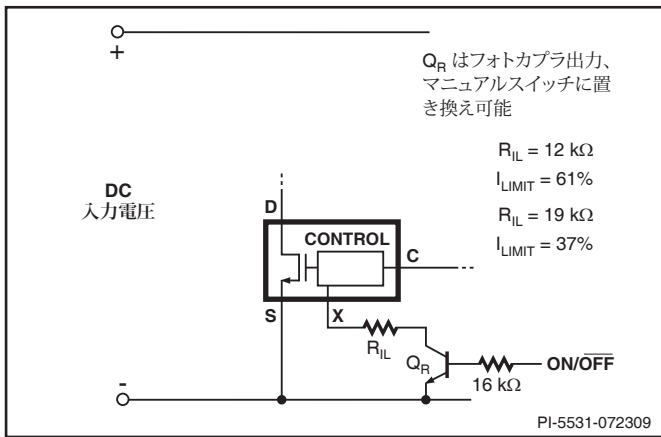


図 21. アクティブオン型リモート ON/OFF (外部設定カレントリミットを使用)、及びラッチリセット

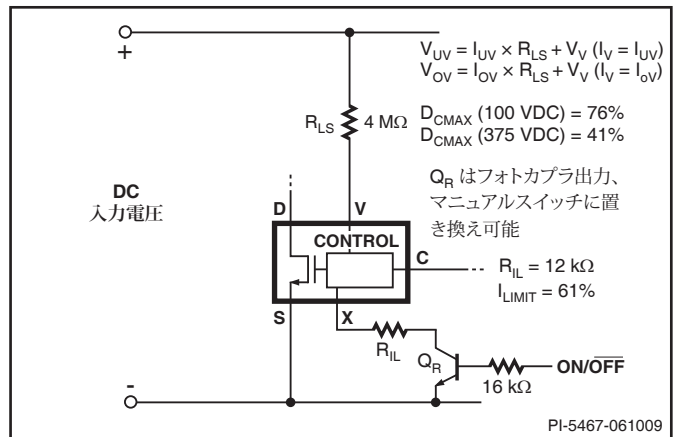


図 22. アクティブオン型リモート ON/OFF (入力センスと外部カレントリミットを使用)、及びラッチリセット

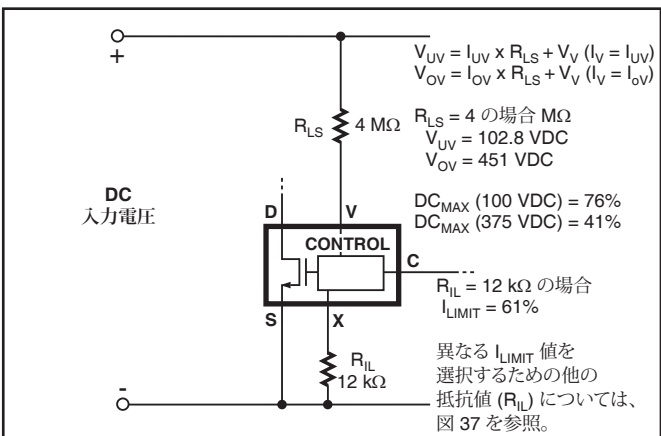


図 23. 入力センス及び外部設定カレントリミット

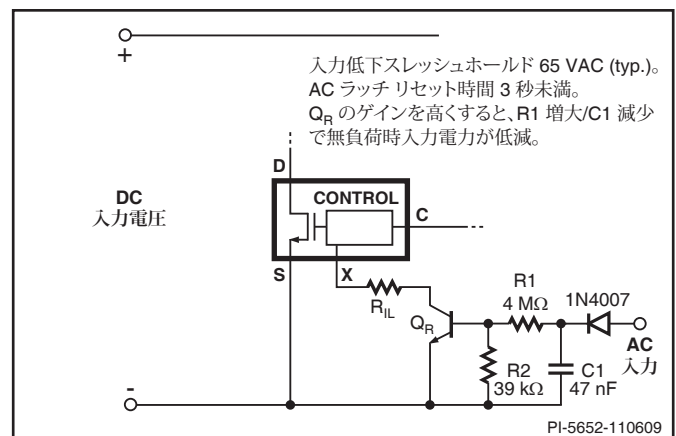


図 24. 外部設定カレントリミット、AC 高速ラッチリセット及び低入力電圧停止

応用例

低無負荷時電力、高効率、65 W ユニバーサル入力アダプタ電源

図 25 の回路は、密閉型アダプタ ケース アプリケーション用に設計された、入力電圧 90 VAC ~ 265 VAC、出力 19 V 3.42 A の電源です。この設計では、最高の最大負荷効率、最高の平均効率 (25%、50%、75%、及び 100% 負荷の平均)、及び非常に低い無負荷時待機電力を実現します。更に、ラッチタイプの出力過電圧機能の搭載、安全規格で求められる制限電源 (LPS) の設計要求に対応します。測定された効率及び無負荷時の特性を回路図のテーブルに示していますが、これらは、現在のエネルギー効率要求に容易に適合します。

これらの設計目標を満たすために、重要な設計上の決定事項を以下に示します。

PI 部品の選択

- 効率的向上のため、電力供給に必要なサイズよりも 1 段階大きなデバイスを選択します。

TOPSwitch-JX のカレントリミットプログラミング機能を使用することで、電力供給に必要なサイズを超える大きなデバイスを選択できます。これにより、MOSFET 導通損失 ($I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)}$) が減少して、最大負荷、低入力電圧での効率が向上します。ただし、小さなデバイスを使用した場合と同様に、過負荷電力、トランス及びその他の部品のサイズは変わりません。

この設計では、電力供給に必要なサイズよりも 1 段階大きなデバイスを選択しています (電力テーブルで推奨)。これにより、高効率が可能になります。デバイスサイズを更に大きくしても、より大きな MOSFET によるスイッチング損失が増加し、効率は同等か、それ以下になることがあります。

入力センサ抵抗値

- 入力センサ抵抗を 4 M Ω から 10.2 M Ω に引き上げることで、無負荷時入力待機電力を 16 mW 削減します。

入力センサ抵抗 R3 及び R4 によって、入力低電圧スレッシュホールド及び過電圧スレッシュホールドを設定します。これらの抵抗値の合計値を、標準の 4 M Ω から 10.2 M Ω に引き上げることで、無負荷時待機電力が 26 mW 以下から 10 mW 以下に低下します。UV (ターンオン) スレッシュホールドに生じた変化を補正するために、CONTROL ピンと VOLTAGE-MONITOR ピンの間に抵抗 R20 を追加します。これにより、約 16 μ A に等しい DC 電流が VOLTAGE MONITOR ピンに追加され、VOLTAGE MONITOR ピンの UV (ターンオン) スレッシュホールド電流である 25 μ A に達するには、R3 及び R4 を介して 9 μ A の電流を供給することになり、UV スレッシュホールドは 95 VDC に設定されます。

この方法では、OV スレッシュホールドが約 450 VDC から約 980 VDC に上昇し、入力 OV 機能は実質的に無効になります。ただし、この設計では入力コンデンサ (C2) の値が十分に大きいため、U1 の BV_{DSS} 定格に達することなく 2 kV のディファレンシャルサージノイズに対応でき、入力 OV 機能の無効の影響はありません。

具体的なガイドライン、及び R20 の値の詳細な計算については、TOPSwitch-JX アプリケーション ノート (AN-47) を参照してください。

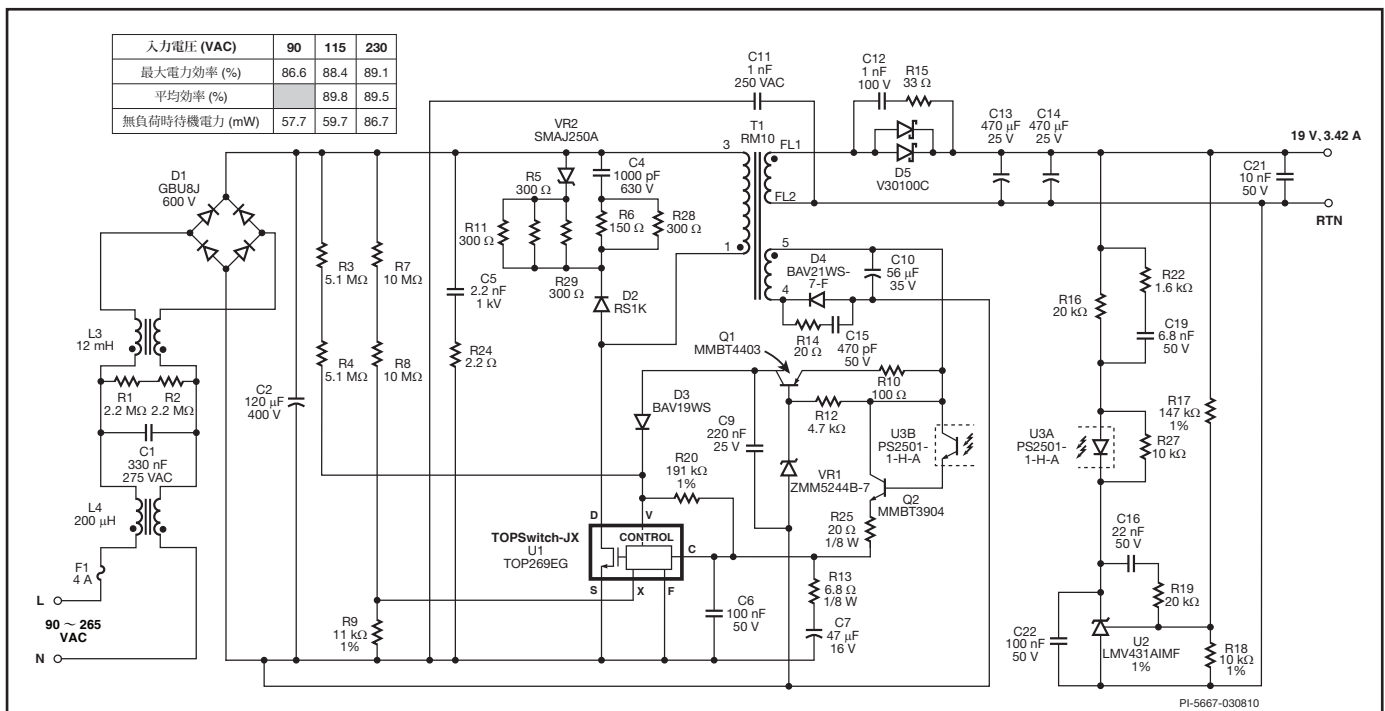


図 25. 低無負荷時待機電力、高効率の 19 V 65 W、ユニバーサル入力 フライバック電源

クランプの構成 – RZCD 対 RCD

- 軽負荷時の効率向上、無負荷時待機電力の低減のため、RCD クランプではなく、RCDZ (ツェナー プリード) を使用します。

クランプ回路は、VR2、C4、R5、R6、R11、R28、R29、及び D2 によって構成されます。これにより、漏れインダクタンスによって生じる DRAIN ピーク電圧スパイクを TOPSwitch-JX の内蔵 MOSFET の V_{DSS} 定格未満に制限します。軽負荷時の効率と無負荷時の待機電力を改善するために、標準的な RCD クランプではなく、このクランプ回路を選択します。

標準的な RCD クランプでは、C4 の放電は、抵抗とツェナーの直列接続ではなく、並列接続の抵抗によって行われます。RCD クランプでは、最大負荷時や過負荷時の DRAIN ピーク電圧を制限するために、抵抗値を選択します。しかしながら、軽負荷時や無負荷時は漏れインダクタンスのエネルギーもスイッチング周波数も低下するため、この抵抗値はコンデンサを著しく放電させ、コンデンサ電圧が低下します。コンデンサは、各スイッチングサイクル時に跳ね返り電圧以上に充電されるため、コンデンサ電圧が低いと充電エネルギーが多くなります。その結果、クランプ回路の消費電力は、あたかも電源出力に接続されているかのように、著しい電力損失として現れます。

RZCD クランプは、コンデンサ電圧が VR2 の定格電圧で規定され、最小値以下にまで低下することがなくなり、軽負荷時及び無負荷時のクランプ回路での電力損失を抑制します。

抵抗 R6 及び R28 は高周波リングを減衰させ、EMI を低減します。VR2 に直列に接続された抵抗によりピーク電流が制限されるため、VR2 は TVS タイプより低コストな標準的なパワーツェナーダイオードを使用できる可能性があります(ただし、この設計では、SMD パッケージ品を使用するため、TVS タイプを選択しています)。ダイオード D2 は、逆回復時間が 500 ns と長い場合、一般的な 600 V 定格ではなく、800 V 定格を選択しています。これにより、ダイオードの逆回復時間中にクランプ エネルギーの一部を再生できるようになるため、効率が向上します。SMD 部品を使用するため、複数の抵抗を並列に使用し、損失の分散を行います。

フィードバック回路

- フォトカプラとトランジスタを組み合わせることで、ダーリントン接続を構成することで、二次側フィードバック電流が低下し、無負荷時待機電力を低減します。
- 二次側のリファレンス IC には、低電圧、低電流タイプを使用することで二次側フィードバック電流を低下させ、無負荷時待機電力を低減します。
- 高入力電圧、無負荷時のバイアス巻線電圧を約 9V に調整し、無負荷時待機電力を低減します。

高入力電圧時の CONTROL ピンに流入するフィードバック電流は、通常、約 3 mA です。この電流は、バイアス巻線 (C10 の両端電圧) 及び出力から直接供給されます。これらはどちらも電源出力の負荷になります。

無負荷時のバイアス巻線による消費電力を最小にするために、バイアス巻線の巻数と C10 の値を調整して、C10 の両端電圧の最小電圧を約 9 V にします。これは、フォトカプラを動作させるのに必要な最小電圧です。二次側フィードバック回路の消費電力を最小にするために、Q2 を追加して、U3B とのダーリントン接続を構成します。これにより、二次側のフィードバック電流が約 1 mA に低減します。(トランジスタの h_{FE} による) ループゲインの増加は、R16 を大きくし、R25 を追加することで調整します。リファレンス IC を標準的な基準電圧 2.5 V の TL431 から 1.24 V の LMV431 に置き換えることで、動作電流を 1 mA から 100 μ A に低減します。

出力ダイオードの選択

- 出力ダイオードには、電流定格が大きく、 V_F の値が小さいショットキーダイオードを選択します。

D5 には、 V_F が 5 A 時に 0.455 V である、15 A、100 V のデュアルタイプショットキーダイオードを選択しています。この電流定格は、要求される電流値よりも大きいですが、これにより抵抗損失と電圧損失を低減し、最大負荷時及び平均負荷時の効率を改善します。トランスの一次側と二次側の巻き数比を大きくすることで ($V_{OR} = 110$ V)、100 V のショットキーダイオードの使用を可能にします。これは、TOPSwitch-JX の MOSFET の電圧定格が大きいことにより実現できます。

出力過電圧のシャットダウン感度の向上

- 出力過電圧のシャットダウン感度を改善するために、トランジスタ Q1 及び VR1 を追加します。

オープンループ状態では、出力電圧が上昇し、バイアス巻線電圧も上昇します。バイアス巻線電圧が VR1 電圧と Q1 の V_{BE} 電圧降下分の合計値を超えると、Q1 がオンして VOLTAGE MONITOR ピンに電流が流れます。Q1 を追加することで、入力電圧が低く、最大負荷時のような出力電圧の跳ね上がりが比較的小さい条件でもラッチ停止スレッシュホールドを十分超える電流を供給できるようになり、VOLTAGE MONITOR ピンに対して十分な電流を流すことを可能にします。

出力過負荷保護は、Xピンのカレントリミット設定機能及び R7、R8、R9 によって行われます。抵抗 R8 と R9 は、入力電圧の上昇とともにデバイスのカレントリミットを低減して過負荷電力特性をほぼ一定に保ち、100 VA 以下の電力制限 (LPS) の要求を満足させます。(R8 のオープンなど) 単一の異常状態でもこの要求を満足できるように、過負荷時に生じるバイアス電圧の上昇をトリガすることでラッチ停止させます。

無負荷時超低待機電力、高効率、30 W、ユニバーサル入力オープンフレーム電源

以下の図 26 に示す回路は、85 VAC ~ 265 VAC 入力、12 V、2.5 A 出力の電源を示します。この設計では、最大負荷及び平均負荷 (25%、50%、75% 及び 100%) 時における最高効率、無負荷時の超低待機電力を実現します。更に、ラッチタイプの出力過電圧機能の搭載、安全規格で求められる制限電源 (LPS) の設計要求に対応します。実際の効率及び無負荷時の特性を回路図のテーブルに示していますが、これらは、現在のエネルギー効率要求に容易に適合します。

これらの設計目標を満たすために、重要な設計上の決定事項を以下に示します。

PI 部品の選択

- 40 °C の周囲温度条件では、電力テーブルに記載されているデバイスサイズよりも 1 段階小さなデバイスが使用できます。

この設計では、電力テーブル(テーブル 1)の基板放熱における 85-265 VAC、オープンフレーム条件に基づいてデバイスを選択しています。周囲温度仕様が 40 °C (電力テーブル条件では 50 °C)、デバイスの放熱に対してレイアウト及び面積を最適化することによって、1 段階小さなデバイス (TOP267V ではなく TOP266V) を選択し、実際の温度及び効率データによって、このデバイスの有効性を確認します。測定の結果、デバイスの最高温度は最大負荷、40 °C、85 VAC/47 Hz の最悪条件で 107 °C、平均効率は ENERGY STAR 及び EuP Tier2 要求の 83% を超えることを確認しました。

トランス コアの選択

- スイッチング周波数を 132 kHz 設定にすることでコアを小型化し、コストを低減します。

コアサイズはスイッチング周波数の関数のため、132 kHz という高いスイッチング周波数により、コアの小型化を実現します。高周波化に対して、TOPSwitch-JX のドレインソース間容量 (C_{OSS}) は、ディスクリート MOSFET と比較して小さいことから効率への悪影響はありません。

入力センス抵抗値

- 入力センス抵抗を 4 M Ω から 10.2 M Ω に引き上げることで、無負荷時入力の待機電力を 16 mW 削減します。

入力センス抵抗 R1 及び R2 によって、入力低電圧スレッシュホールド及び過電圧スレッシュホールドを設定します。これらの抵抗の合計値を、標準の 4 M Ω から 10.2 M Ω に引き上げることで、VOLTAGE MONITOR ピンに流れる電流が削減され、無負荷時待機電力が 26 mW 以下から 10 mW 以下に低下します。UV スレッシュホールドに生じた変化を補正するために、CONTROL ピンと VOLTAGE-MONITOR ピンの間に抵抗 R12 を追加します。これにより、約 16 μ A に等しい DC 電流が VOLTAGE MONITOR ピンに追加され、VOLTAGE MONITOR ピンの UV スレッシュホールド電流である 25 μ A に達するには、R1 及び R2 を介して 9 μ A の電流を供給することになり、UV スレッシュホールドは約 95 VDC に設定されます。

この方法では、OV スレッシュホールドが約 450 VDC から約 980 VDC に上昇し、入力 OV 機能は実質的に無効になります。ただし、この設計では入力コンデンサ (C3) の値が十分に大きいため、U1 の BV_{DSS} 定格に達することなく 2 kV のディファレンシャルサージノイズに対応でき、入力 OV 機能の無効の影響はありません。

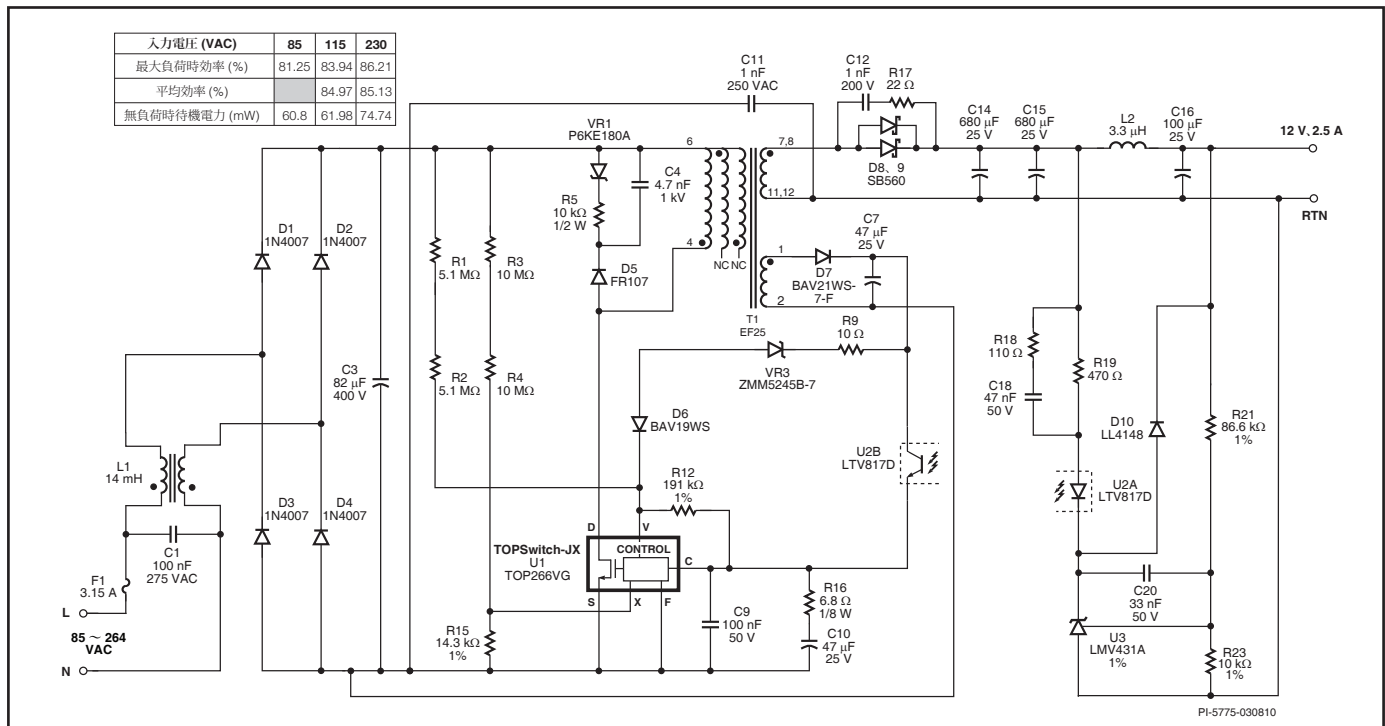


図 26. 低無負荷時待機電力、高効率の 12 V 30 W、ユニバーサル入力フライバック電源

具体的なガイドライン、及び R12 の値の詳細な計算については、TOPSwitch-JX アプリケーション ノートを参照してください。

クランプの構成 – RZCD 対 RCD

- 軽負荷時の効率向上、無負荷時待機電力の低減のため、RCD ではなく、RCDZ (ツェナー ブリッド) を使用します。

クランプ回路、VR1、C4、R5、及び D5 によって構成されます。これにより、漏れインダクタンスによって生じる DRAIN ピーク電圧スパイクを TOPSwitch-JX の内蔵 MOSFET の BV_{DSS} 定格未満に制限します。軽負荷時の効率と無負荷時の待機電力を改善するために、標準的な RCD クランプではなく、このクランプ回路を選択します。

標準的な RCD クランプでは、C4 の放電は、抵抗とツェナーの直列接続ではなく、並列接続の抵抗によって行われます。RCD クランプでは、最大負荷時や過負荷時の DRAIN ピーク電圧を制限するために、R5 の抵抗値を選択します。しかしながら、軽負荷時や無負荷時は漏れインダクタンスのエネルギーもスイッチング周波数も低下するため、この抵抗値はコンデンサを著しく放電させ、コンデンサ電圧が低下します。コンデンサは、各スイッチングサイクル時に跳ね返り電圧以上に充電されるため、コンデンサ電圧が低いと充電エネルギーが多くなります。その結果、クランプ回路の消費電力は、あたかも電源出力に接続されているかのように、著しい電力損失として現れます。

RZCD クランプは、コンデンサ電圧が VR1 の定格電圧で規定され、最小値以下にまで低下することがなくなり、軽負荷時及び無負荷時のクランプ回路での電力損失を抑制します。ここでは、ツェナー VR1 は高いピークエネルギーを吸収できる TVS タイプを選択していますが、ピーク電流が小さい場合には、実績のある標準的な低コストのツェナーダイオードを使用することも可能です。

多くの設計では、 $50\ \Omega$ より小さい抵抗を C4 と直列に接続して、高周波リングを減衰させ、EMI を改善することがありますが、このケースでは必要ありません。

フィードバック回路

- 二次側バイアス電流を小さくして無負荷時待機電力を低減するために、高 CTR のフォトカプラを使用します。
- 二次側のリファレンス IC には、低電圧、低電流タイプを使用することで二次側フィードバック電流を低下させ、無負荷時待機電力を低減します。
- 高入力電圧、無負荷時のバイアス巻線電圧を約 9 V に調整し、無負荷時待機電力を低減します。

高入力電圧時の CONTROL ピンに流入するフィードバック電流は、通常、約 3 mA です。この電流は、バイアス巻線 (C7 の両端電圧) 及び出力から直接供給されます。これらはどちらも電源出力の負荷になります。

無負荷時のバイアス巻線による消費電力を最小にするために、バイアス巻線の巻数と C7 の値を調整して、C7 の両端電圧の最小電圧を約 9 V にします。これは、フォトカプラを動作させるのに必要な最小電圧です。

二次側フィードバック回路の消費電力を最小にするために、高 CTR (300~600%) のフォトカプラを使用します。これにより、フォトカプラの二次側 LED 電流が 3 mA 以下から 1 mA 以下に低下し、出

力の実効負荷も小さくなります。リファレンス IC を標準的な基準電圧 2.5 V の TL431 から 1.24 V の LMV431 に置き換えることで、動作電流を 1 mA から 100 μ A に低減します。

出力ダイオードの選択

- 高 V_{OR} 設計により、高効率、低コストの 60 V ショットキーダイオードを使用できるようになります。

TOPSwitch-JX の BV_{DSS} 定格は 725 V という (標準パワー MOSFET の 600 V または 650 V 定格と比べて) 大きな値であるため、トランスの一次側と二次側の巻き数比 (跳ね返り電圧または V_{OR}) を大きくすることが可能です。これにより、出力ダイオードの電圧ストレスを低減させ、(80 V または 100V に対して) 低コストで高効率の 60 V ショットキーダイオードを使用できるようになります。低電圧のダイオードを使用することで順方向電圧が小さくなり、効率を改善します。低コストと高効率を実現するために、2 つの 5 A、60 V のアキシシャルショットキーダイオードを並列接続します。これにより、ダイオードの基板への放熱が可能になり、コストを低減すると同時に、単一の TO-220 パッケージの高電流ダイオードにヒートシンクを取り付けた場合と比較しても効率を維持することができます。この構成では、両方のダイオードに定格電流が出力電流の 2 倍のものを使用し、カソードを共通にして温度が均一になるように PCB に放熱することを推奨します。これにより、ダイオード電流は効果的に分配されるようになります。

出力インダクタとソフトスタート

- インダクタ L2 は、出力のソフトな立ち上がりを実現し、コンデンサを不要にします。

起動時の出力オーバershootを防止するために、L2 に発生する電圧を使用してソフトスタート機能を実現します。L2 の両端電圧が U2A と D10 の順方向電圧降下を超えると、フォトカプラの LED に電流が流れ、一次側にフィードバックされます。これにより、出力電圧がレギュレーションに達するまで出力電圧の上昇率を制限します。これは、通常、U3 にコンデンサを接続して実現しますが、この構成により、このコンデンサの削除を可能にします。

重要検討項目

TOPSwitch-JX VS. TOPSwitch-HX

テーブル 3 では、TOPSwitch-JX と TOPSwitch-HX の機能面及び性能面の違いについて比較します。多くの新機能により、ディスクリット部品の追加を不要にします。また、その他の特徴として、設計上の堅牢性が向上し、トランスや他の電力部品のコストを低減します。

TOP264-271 設計検討項目

電力テーブル

データシートに記載の電力テーブル (テーブル 1) は、以下の条件をベースに実用的な最大連続出力電力を示しています。

1. 12 V 出力。
2. ショットキーまたは高効率出力ダイオードを使用。
3. 跳ね返り電圧 (V_{OR}) 135 V、効率は推定値。
4. 85-264 VAC 入力時の最低 DC バス電圧は 100 VDC、230 VAC 入力時は 250 VDC。
5. デバイスの温度を 110 °C 以下に保持するための十分なヒートシンク。

TOPSwitch-HX VS. TOPSwitch-JX

機能	TOPSwitch-HX	TOPSwitch-JX	TOPSwitch-JX の優位点
0% デューティ サイクルにおける CONTROL 電流 $I_{C(OFF)}$	$I_{C(OFF)} = I_B + 3.4 \text{ mA}$ (TOP256-258) I_B = 外部バイアス電流	$I_{C(OFF)} = I_B + 1.6 \text{ mA}$ (TOP266-268)	<ul style="list-style-type: none"> CONTROL ピン電流を低減 無負荷時待機電力の向上 (<0.1 W) 待機時特性の向上
eDIP-12 / eSOP-12 パッケージ	無し	有り	<ul style="list-style-type: none"> 66/132kHz の双方において、ヒートシンクを使用しない DIP 型設計が可能 DIP-8/SMD-8 パッケージに対し、放熱特性が向上し、電力容量が増大
ブレークダウン電圧 BV_{DSS}	最小電圧 700 V ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	最小電圧 725 V ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	<ul style="list-style-type: none"> 顧客のディレーティング基準に容易に対応 (80% ディレーティング等) 入力サージ耐量の向上
AC 高速リセット	V ピンを使用し、3 個の外付けトランジスタ回路を使用	X ピンを使用し、1 個の外付けトランジスタ回路を使用	<ul style="list-style-type: none"> 5 個の部品を削減

テーブル 3. TOPSwitch-HX と TOPSwitch-JX の比較

6. V パッケージ デバイスの電力テーブルに記載された電力は、610 g/m² の銅箔を使用し、パターン面積が密閉型アダプタの場合は 6.45 cm²、オープンフレームの場合は 19.4 cm² と想定しています。

記載されたピーク電力は、それぞれのデバイスのカレントリミットに依ります。

TOP264-271 の選択

必要な最大出力電力、効率、放熱条件、システム要求及びコストターゲットから、最適な TOP264-271 を選択します。TOP264-271 はカレントリミットを外部で調整できる機能があり、高効率やヒートシンクを小型にしなければならない小電力アプリケーションにも使用できます。

入力コンデンサ

入力コンデンサは、最低入力電圧及び最大出力電力時に、TOP264-271 を使用したコンバータがレギュレーションを維持するために必要な最低 DC 電圧を供給できるように選択する必要があります。TOP264-271 は、 DC_{MAX} リミットが大きく、リップル除去のためのデュアルスロブラインフィードフォワードが最適化されているので、小型の入力コンデンサを使用することが可能です。トランスが適切に設計されている場合、ユニバーサル入力では、2 $\mu\text{F}/\text{W}$ のコンデンサを使用できます。

一次側クランプと出力跳ね返り電圧 V_{OR}

TOP264-271 のドレインソース間のピーク電圧を抑制するために、一次側クランプ回路が必要です。ツェナークランプの場合は使用部品も少なく、実装スペースも小さくできます。この場合、効率を良くするには、ツェナークランプ電圧を出力跳ね返り電圧 V_{OR} の少なくとも 1.5 倍以上にして、漏れインダクタンスによるスパイク導通時間を短くする必要があります。ユニバーサル入力アプリケーションでツェナークランプを使用する場合は、ツェナーダイオードの公差と温度変動を考慮して、 V_{OR} は 135 V 未満にすることを推奨します。これにより、クランプ回路の効率が最適化され、最大 DARIN 電圧も TOP264-271 の MOSFET のブレークダウン電圧の定格値以下に抑えることができます。TOP264-271 の広範囲な DC_{MAX} を最大限に活用するには、 V_{OR} を大きくする必要があります。RCD (または RCDZ) クランプのクランプ電圧公差はツェナークランプよりも小さいため、 V_{OR} を 150 V にすることができます。

RCD クランプによる損失を最小にするためには、外部カレントリミットが入力電圧の変動に応じて機能するようにします (図 19 を参照)。RCD クランプはツェナークランプよりコスト面で優れていますが、設計には注意が必要です (「設計チェックリスト」を参照)。

出力ダイオード

出力ダイオードは、ピーク逆電圧、出力電流、実使用上の環境条件 (ヒートシンクや対流条件等も含みます) に基づいて選択します。TOP264-271 の DC_{MAX} は高く、トランスの巻き数比が適切である場合、15 V の出力電圧において 80 V のショットキーダイオードを使用することができ、さらに高効率化することが可能です。

バイアス巻線コンデンサ

無負荷時は低周波数で動作するため、バイアス巻線コンデンサには 10 μF 以上を使用することを推奨します。適切な動作と出力電圧レギュレーションを維持するために、無負荷時の最小バイアス巻線電圧は 9 V より大きくしてください。

ソフトスタート

一般的に電源のストレスは、フィードバックループがレギュレーション範囲に到達するまでの起動時に最大になります。17 ms の間、IC 内蔵のソフトスタートにより DRAIN ピーク電流とスイッチング周波数は初期値から各々の最大値にリニアに上昇し、出力電圧はなだらかに上昇して、フィードバックループがデューティサイクルを制御するまでの時間的余裕が発生します。これにより、TOP264-271 の MOSFET、クランプ回路及び出力ダイオードに加わるストレスを低減し、起動時のトランスの飽和を防止します。さらに、ソフトスタートが出力電圧のオーバーシュートを抑制し、多くのアプリケーションでソフトスタートコンデンサを不要にします。注: 17 ms のソフトスタート期間が終了する前でも、フィードバックループが閉じると、ソフトスタート機能は終了します。

EMI

周波数ジッターとは、スイッチング周波数の高調波による伝導 EMI のピーク値を下げる方法として、狭帯域でスイッチング周波数を変調することです。これは、特にノイズの平均値を下げる効果があります。図 27 及び 28 に示すように、周波数偏差の増大によって、そのスイッチング高調波の次数において、ジッターの効果が大きくなります。FREQUENCY ピンでは、132 kHz または 66 kHz のスイッチング周波数を選択できます。高周波放射ノイズを抑制するため

にドレイン ノードに高負荷のスナバが必要となるアプリケーション (VCR、DVD、モニター、TV など、ビデオ ノイズの影響を受けやすいアプリケーション) では、66 kHz で動作させることにより、スナバでの損失が減少して効率が上がります。また、トランス サイズがあまり重要でないアプリケーションでは、66 kHz オプションを使用することで EMI が低減し、効率が上がります。注: 66 kHz 動作時の第二高調波は伝導 EMI 規制が厳しくなる 150 kHz 未満になります。10 W またはそれ以下のアプリケーションでは、AC 入力コモンモードチョークの代わりにシンプルなインダクタを使用して、世界各地の伝導 EMI 規制に適合することも可能です。

トランスの設計

トランスは、最大磁束密度が 3000 ガウス、最大カレントリミットでのピーク磁束密度が 4200 ガウスとなるように設計することを推奨します。巻き数比は、ツェナー クランプを使用している場合は、跳ね返り電圧 (VOR) が 135 V を超えないように選択し、入力電圧に応じてカレントリミット (過負荷保護) の低減を伴う RCD クランプを使用している場合は 150 V (max) になるように選択します。動作電流がデフォルトのカレントリミットよりも大幅に低い設計の場合は、カレントリミット値を動作ピーク電流に近い点に外部から設定し、ピーク磁束密度及びピーク電流を低減することを推奨します (図 18 を参照)。

待機時の消費電力

周波数低減により、軽負荷時や無負荷時 (特にツェナー クランプを使用している場合) に、電力損失を大幅に低減することができます。二次側の電力消費を特に低減するためには、フィードバック制御に TL431 レギュレータを使用します。標準の TOP264-271 回路は、無負荷時に自動的に MCM モードになり、軽負荷時に低周波数モードになります。これにより、無負荷時や待機状態の損失を大幅に低減します。

高出力電力設計

TOP264-271 ファミリーは最大 162 W まで出力可能です。ただし、高出力電力設計では特別な検討が必要になります。高出力電力設計を行う際には、TOP264-271 の設計ガイド (AN-47) を参照してください。

TOP264-271 のレイアウトに関する検討事項

TOP264-271 は、複数のピンを装備しており、高い電力レベルで動作することができます。次のガイドラインに基づいて注意してください。

一次側の配線

SOURCE ピンとバイアス巻線のリターンは、入力フィルタ コンデンサのマイナス端子に一点 (ケルビン) 接続します。これにより、バイアス巻線のサージ電流が入力フィルタ コンデンサに直接戻るので、サージ耐量が向上します。CONTROL ピンのバイパス コンデンサは、SOURCE ピン及び CONTROL ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。また、SOURCE ピンに接続する配線をメインの MOSFET のスイッチング電流ループと共有しないようにして下さい。VOLTAGE MONITOR (V) ピンまたは EXTERNAL CURRENT LIMIT (X) ピンに接続されている SOURCE ピン基準のすべての部品も、それぞれのピン及び SOURCE ピンにできるだけ近く配置する必要があります。同様に、これらの部品の SOURCE ピンに接続する配線も、メインの MOSFET のスイッチング電流ループと共有しないようにして下さい。SOURCE ピンのスイッチング電流を入力コンデンサのマイナス端子に戻す配線は、CONTROL ピン、VOLTAGE MONITOR ピン、または EXTERNAL CURRENT

LIMIT ピンに接続されている部品の配線と共有せずに独立させることが非常に重要です。これは、SOURCE ピンがコントローラの基準電位ピンを兼ねているためです。ノイズ カップリングを防止するために、VOLTAGE MONITOR ピン、EXTERNAL CURRENT LIMIT ピン、または CONTROL ピンのすべての配線は、できるだけ短くして、DRAIN 配線から離す必要があります。電圧監視抵抗 (図 14、15、19、22、23、26、30 の R_{LS}) 及び一次側 OVP 回路部品の V_{ZOV}/R_{OV} (図 29、30) は、VOLTAGE MONITOR ピン側の配線長が最短になるように、VOLTAGE MONITOR ピンの近くに配置する必要があります。VOLTAGE MONITOR ピンまたは EXTERNAL CURRENT LIMIT ピンに接続する抵抗は、整流コンデンサのプラス端子のできるだけ近くに接続し、電力スイッチング回路から離して配線する必要があります。ノイズ耐性を向上させるために、47 μF の CONTROL ピンコンデンサに並列に高周波バイパスコンデンサ (CBP) を追加します。フィードバック フォトカプラも、TOP264-271 の CONTROL ピンと SOURCE ピンの近くに配置し、ドレイン及びクランプ部品の配線から離してください。一次側クランプ回路は、トランス側 (DRAIN と共有) 及びクランプ コンデンサのループエ

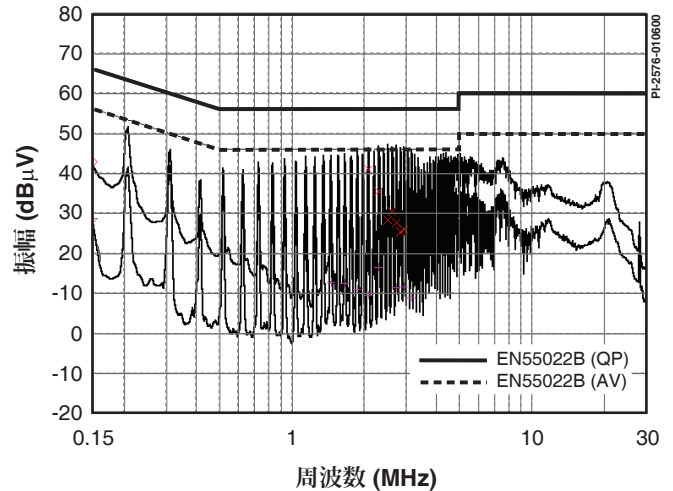


図 27. ジッターなしの固定周波数動作

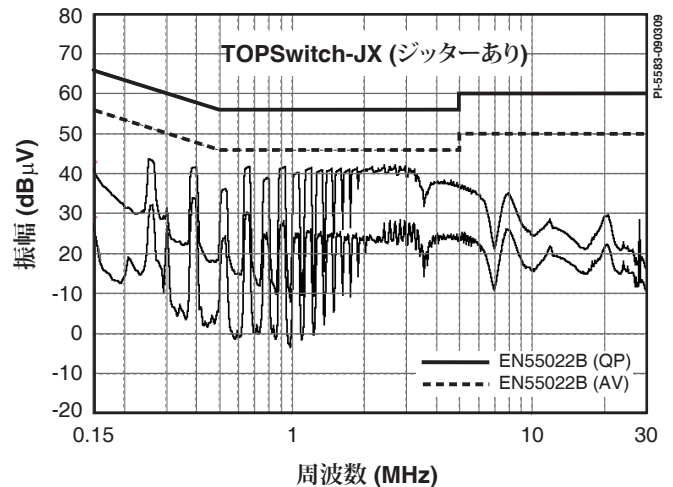


図 28. 同一測定回路、条件による TOPSwitch-JX フルレンジ EMI スキャン (132 kHz、ジッターあり)

リアが最小になるように配置する必要があります。バイアス巻線のリターン配線は、SOURCE ピンではなく、専用パターンで直接バルクコンデンサに接続する必要があります。これにより、サージ電流は TOPSwitch-JX の SOURCE ピンから離れた位置を流れるようになります。

Y コンデンサ

Y コンデンサは、トランスの二次側出力のリターンピン及び一次側 DC 入力プラスピンの近くに接続してください。Y コンデンサが入力整流コンデンサのマイナス側（プラス側ではない）に接続する場合は、専用パターンで配線する必要があります。これは、コモンモードサージが発生した場合に、漏れ電流を SOURCE ピンから離れたところに流れるようにするためです。

ヒートシンク

E パッケージ (eSIP-7C)、K パッケージ (eSOP-12)、及び V パッケージ (eDIP-12) の露出パッドは、内部で SOURCE ピンに電気的に接続されています。電流の循環を防止するために、露出パッドに取り付けられたヒートシンクをプリント基板上の一次側グランド/ソースノードに電気的に接続しないでください。両面基板では、上面と底面をスルーホールで接続することで、効果的に放熱領域を広げることが可能です。K パッケージの露出パッドを銅箔部に直接はんだ付けすることで、最適な熱伝導を実現することができます。また、出力ダイオードの放熱には、アノードリードとカソードリードの銅箔部を十分に大きくする必要があります。図 29 では、出力ダイオードと出力フィルタコンデンサの間の配線を狭くしています。これは、出力ダイオードと出力フィルタコンデンサ間の熱伝導を低減してコンデンサの過熱を防ぐ役割があります。

設計チェックリスト

TOP264-271 設計の無負荷時待機電力を小さくするために、VOLTAGE MONITOR ピンは非常に低い電流で動作します。このため、基板設計時にはノイズカップリングが発生しないように慎重にレイアウトを検討する必要があります。VOLTAGE MONITOR ピンの配線及び接続部品は、スイッチング電流が流れるパターンからできるだけ離す必要があります。これらの配線には、ドレイン、クランプ回路、バイアス巻線リターン、他のコンバータからの電力パターン

などが含まれます。入力電圧検出機能を使用している場合は、センス抵抗を VOLTAGE MONITOR ピンの 10 mm 以内に配置して、VOLTAGE MONITOR ピンのノード領域を最小にする必要があります。その後、DC バイアスを入力センス抵抗に配線する必要があります。外部容量を VOLTAGE MONITOR ピンに接続しないでください。VOLTAGE MONITOR ピンに関連する機能が誤作動することがあります。いかなる電源設計と同様に、TOP264-271 を使用した電源設計においても、最悪条件で部品仕様を超えないことをベンチマークテストで検証する必要があります。最低限、次の試験を行うことを強く推奨します。

1. 最大 DRAIN 電圧 – 最大入力電圧及び最大過負荷出力電力で V_{DS} のピーク値が 675 V を超えないことを検証します。出力の負荷がオートリスタートを開始する（レギュレーションが外れる）直前のレベルの時、最大出力電力になります。
2. 最大 DRAIN 電流 – 最高周囲温度、最大入力電圧、最大出力負荷で起動時の DRAIN 電流波形を観測し、トランスの飽和及びリーディング エッジ電流スパイクの兆候がないか検証します。オンサイクル時の早期ターンオフを防止するための TOP264-271 のリーディングエッジブランキング時間は 220 ns です。リーディング エッジスパイク電流が、220 ns のブランキング期間の終了時に、DRAIN 電流のカレントリミットを下回っていることを確認します（図 34 を参照）。
3. 放熱チェック – 最大出力電力、最小/最大入力電圧、最高周囲温度時の TOP264-271、トランス、出力ダイオード、出力コンデンサの温度が、仕様内であることを確認します。TOP264-271 のデータシートにある $R_{DS(ON)}$ の部品間のばらつきを許容する十分な温度マージンが必要です。必要なマージンは、パラメータテーブル内の値から計算、または、試験対象デバイスの $R_{DS(ON)}$ の測定値と最悪の場合の最大仕様の差に等しい値の外付け抵抗を、DRAIN ピンと直列に接続し、同じヒートシンクに取り付けることで、必要なマージンを得ることもできます。

設計ツール

設計ツールの最新情報は、弊社ホームページ (www.power.com) に掲載しています。

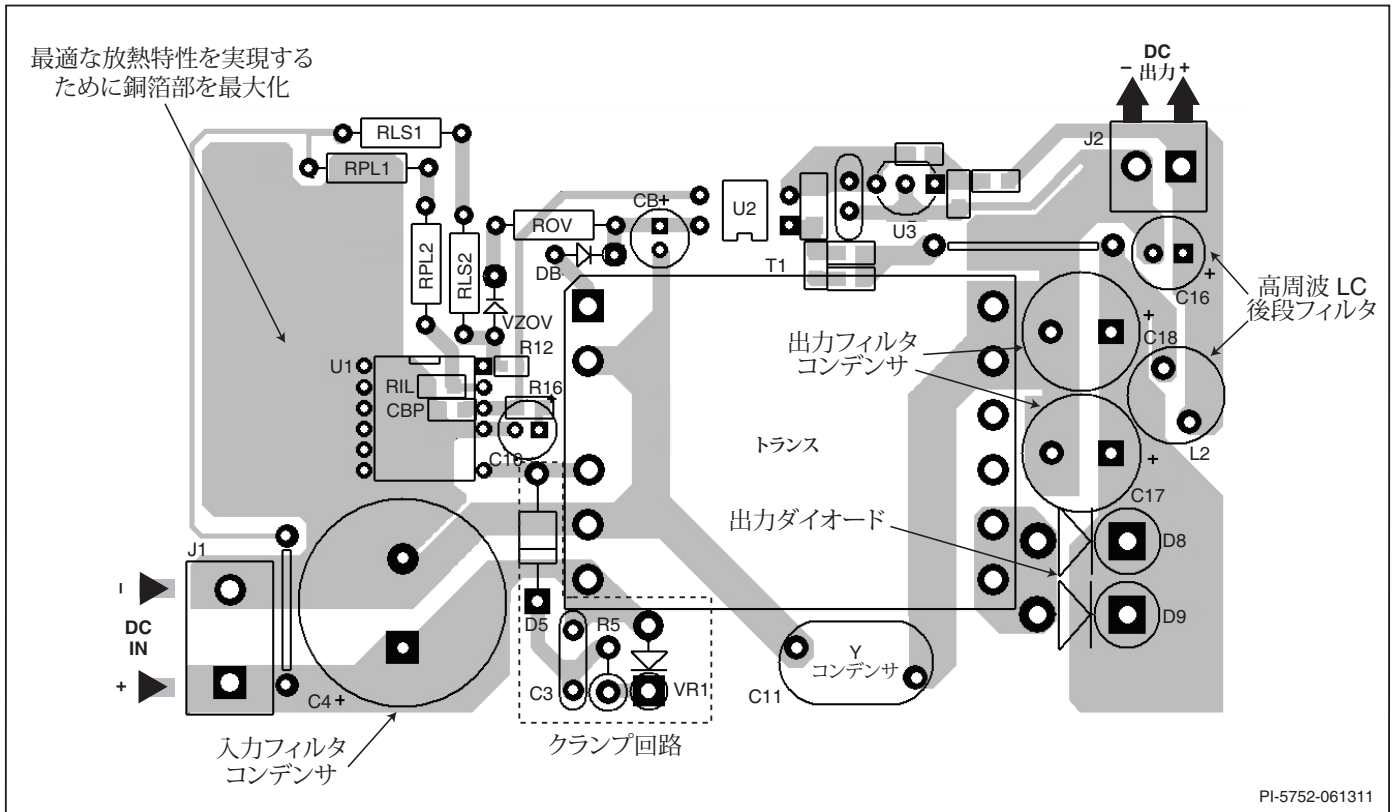


図 29. V パッケージを使用し、132 kHz で動作する TOPSwitch-JX のレイアウト例

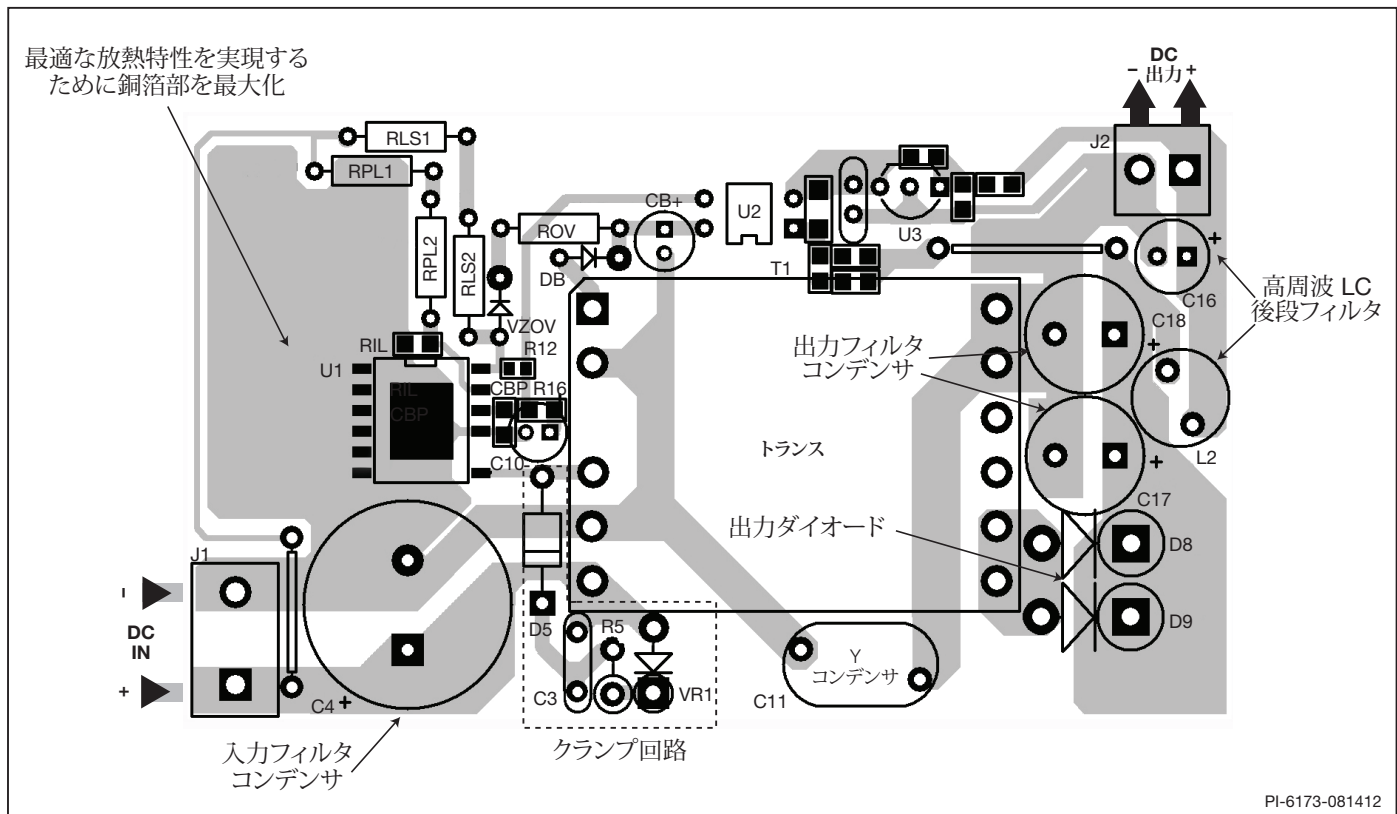


図 30. K パッケージを使用し、132 kHz で動作する TOPSwitch-JX のレイアウト例

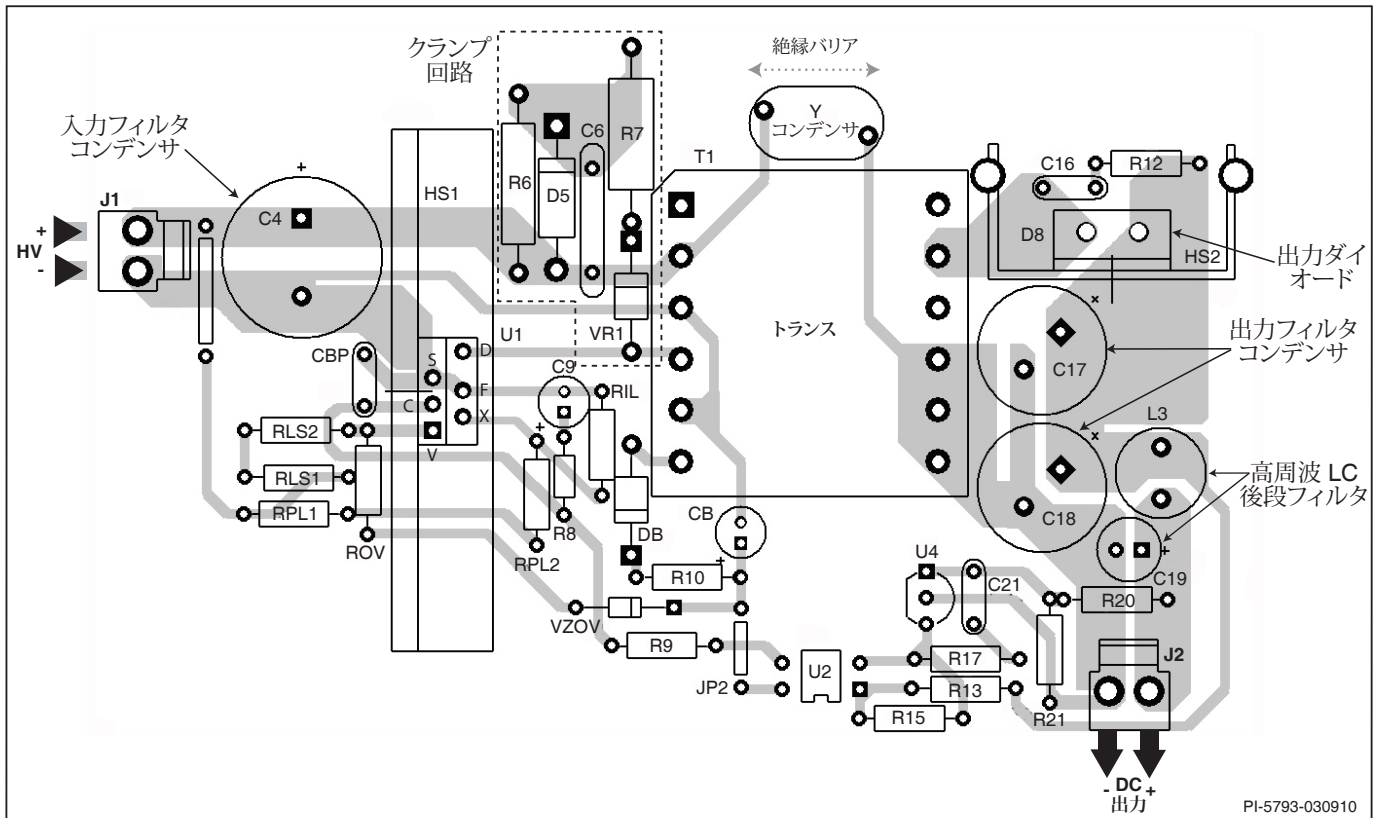


図 31. E パッケージを使用し、132 kHz で動作する TOPSwitch-JX のレイアウト例

絶対最大定格⁽²⁾

DRAIN ピン ピーク電圧.....	-0.3 V ~ 725 V	FREQUENCY ピン電圧.....	-0.3 V ~ 9 V
DRAIN ピン ピーク電流: TOP264.....	2.08 A	保管温度.....	-65 °C ~ 150 °C
DRAIN ピン ピーク電流: TOP265.....	2.72 A	動作ジャンクション温度.....	-40 °C ~ 150 °C
DRAIN ピン ピーク電流: TOP266.....	4.08 A	リード温度 ⁽¹⁾	260 °C
DRAIN ピン ピーク電流: TOP267.....	5.44 A		
DRAIN ピン ピーク電流: TOP268.....	6.88 A	注:	
DRAIN ピン ピーク電流: TOP269.....	7.73 A	1. ケースから 1/16 インチの点で 5 秒間。	
DRAIN ピン ピーク電流: TOP270.....	9.00 A	2. 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続けると、製品の信頼性に影響することがあります。	
DRAIN ピン ピーク電流: TOP271.....	11.10 A		
CONTROL ピン電圧.....	-0.3 V ~ 9 V		
CONTROL ピン電流.....	100 mA		
VOLTAGE MONITOR ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V		
CURRENT LIMIT ピン電圧.....	-0.3 V ~ 4.5 V		

熱抵抗

熱抵抗: E パッケージ

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

注:

1. ヒート シンクなしで自立している場合。
2. タブの背面で測定。
3. 銅箔部の放熱領域が 0.36 平方インチ (232mm²), 2 オンス (610 g/m²) の標準的なアプリケーション プリント基板にはんだ付けされた状態 (K パッケージの露出パッドを含む)。
4. 銅箔部の放熱領域が 1 平方インチ (645 mm²), 2 オンス (610 g/m²) の標準的なアプリケーション プリント基板にはんだ付けされた状態 (K パッケージの露出パッドを含む)。

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V, T _J = -40 ~ 125 °C 図 35 を参照 (特に指定のない場合)					
制御機能							
最大周波数モードの スイッチング周波数 (平均)	f _{OSC}	T _J = 25 °C	FREQUENCY ピン SOURCE に接続済み	119	132	145	kHz
			FREQUENCY ピン CONTROL に接続済み	59.4	66	72.6	
周波数ジッターのバ ラつき	Δf	132 kHz 動作時			±5		kHz
		66 kHz 動作時			±2.5		
周波数ジッターの変調率	f _M				250		Hz
最大デューティ サイクル	DC _{MAX}	I _C = I _{CD1}	I _V ≤ I _{V(DC)} V _V = 0 V	75	78	83	%
			I _V = 95 μA	30			
ソフトスタート時間	t _{SOFT}	T _J = 25 °C			17		ms
PWM ゲイン	DC _{REG}	T _J = 25 °C I _B < I _C < I _{CO1} 注 C を参照	TOP264-265	-62	-50	-40	%mA
			TOP266-268	-54	-44	-34	
			TOP269-271	-50	-40	-30	
		T _J = 25 °C I _C ≥ I _{CO1} 注 A を参照	TOP264-265	-61	-51	-41	
			TOP266-268	-60	-50	-40	
			TOP269-271	-57	-48	-38	
PWM ゲイン温度ドリ フト		注 B を参照			-0.01		%mA/°C
外部バイアス電流	I _B	66 kHz 動作時	TOP264-265	0.8	1.4	2.0	mA
			TOP266-268	0.9	1.5	2.1	
			TOP269-271	1.0	1.6	2.2	

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V, $T_J = -40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)					
制御機能 (続き)							
外部バイアス電流	I_B	132 kHz 動作時	TOP264-265	0.9	1.5	2.1	mA
			TOP266-268	1.2	1.8	2.4	
			TOP269-271	1.5	2.1	2.8	
デューティサイクル 0% 時の CONTROL 電流	$I_{C(OFF)}$	66 kHz 動作時	TOP264-265		2.9	3.9	mA
			TOP266-268		3.1	4.1	
			TOP269-271		3.3	4.3	
		132 kHz 動作時	TOP264-265		3.1	4.1	
			TOP266-268		3.4	4.4	
			TOP269-271		3.8	4.8	
ダイナミック インピーダンス	Z_C	$I_C = 2.5 \text{ mA}, T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, 図 33 を参照		13	21	25	Ω
ダイナミック インピーダンスの温度ドリフト					0.18		$\%/^\circ\text{C}$
CONTROL ピン内蔵フィルタ ポール					7		kHz
ハイレベル・カレントリミット比	$k_{PS(UPPER)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 注 C を参照		50	55	60	%
ローレベル・カレントリミット比	$k_{PS(LOWER)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 注 C を参照			25		%
マルチサイクル 変調スイッチング周波数	$f_{MCM(MIN)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			30		kHz
マルチサイクル 変調 最小 ON 時間	$T_{MCM(MIN)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			135		μs
シャットダウン/オートリスタート							
CONTROL ピン充電電流	$I_{C(CH)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$V_C = 0 \text{ V}$	-5.0	-3.5	-1.0	mA
			$V_C = 5 \text{ V}$	-3.0	-1.8	-0.6	
充電電流の温度ドリフト		注 B を参照			0.5		$\%/^\circ\text{C}$
オートリスタート上限スレッシュホールド電圧	$V_{C(AR)U}$				5.8		V
オートリスタート下限スレッシュホールド電圧	$V_{C(AR)L}$			4.5	4.8	5.1	V
VOLTAGE MONITOR(V) 及び EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 入力							
オートリスタートヒステリシス電圧	$V_{C(AR)HYST}$			0.8	1.0		V
オートリスタートデューティ サイクル	DC_{AR}				2	4	%
オートリスタート周波数	f_{AR}				0.5		Hz
UV スレッシュホールド電流及びヒステリシス (V ピン)	I_{UV}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	22	25	27	μA
			ヒステリシス		14		μA
OV スレッシュホールド電流及びヒステリシス (V ピン)	I_{OV}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	107	112	117	μA
			ヒステリシス		4		μA

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V, $T_J = -40 \sim 125^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)		最小	標準	最大	単位
VOLTAGE MONITOR(V) 及び EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 入力 (続き)							
出力過電圧ラッチ停止ス レッシュホールド電流	$I_{OV(LS)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		269	336	403	μA
V ピン リモート ON/OFF 電圧	$V_{V(TH)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.8	1.0	1.6	V
X ピン リモート ON/OFF 及びラッチリセットマイナ スレッシュホールド電流及び ヒステリシス	$I_{REM(N)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	-35	-27	-20	μA
			ヒステリシス		5		
V ピン 短絡電流	$I_{V(SC)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$V_V = V_C$	300	400	500	μA
X ピン 短絡電流	$I_{X(SC)}$	$V_X = 0\text{ V}$	通常動作時	-260	-200	-140	μA
			オートリスタート モード	-95	-75	-55	
V ピン 電圧(プラス電流)	V_V	$I_V = I_{OV}$	TOP264-TOP271	2.83	3.0	3.25	V
V ピン 電圧ヒステリシス (プラス電流)	$V_{V(HYST)}$		$I_V = I_{OV}$	0.2	0.5		V
X ピン 電圧(マイナス電流)	V_X		$I_X = -50\ \mu\text{A}$	1.23	1.30	1.37	V
			$I_X = -150\ \mu\text{A}$	1.15	1.22	1.29	
最大デューティ サイクル低 減開始スレッシュホールド 電流	$I_{V(DC)}$	$I_C \geq I_B, T_J = 25^\circ\text{C}$		18.9	22.0	24.2	μA
最大デューティ サイクル低 減スロープ		$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_{V(DC)} < I_V < 48\ \mu\text{A}$		-1.0		$\%/\mu\text{A}$
			$I_V \geq 48\ \mu\text{A}$		-0.25		
リモート OFF DRAIN 供給 電流	$I_{D(RMT)}$	$V_{DRAIN} = 150\text{ V}$	X または V ピン (フローティング)		0.6	1.0	mA
			V ピン (CONTROL に短絡)		1.0	1.6	
リモート ON 遅延	$t_{R(ON)}$	リモート ON からドレイン ターンオンまで 注 C を参照	66 kHz		3.0		μs
			132 kHz		1.5		
リモート OFF 設定時間	$t_{R(OFF)}$	ドレイン ターンオンからサイク ル停止までの最短時間 注 C を参照	66 kHz		3.0		μs
			132 kHz		1.5		
周波数入力							
FREQUENCY ピン スレ ッシュホールド電圧	V_F	注 B を参照			2.9		V
FREQUENCY ピン 入力 電流	I_F	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$V_F = V_C$	10	55	90	μA

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V、 $T_J = -40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)					
回路保護							
自己保護カレントリミット (注 D を参照)	I_{LIMIT}	TOP264 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 270 \text{ mA}/\mu\text{s}$	1.209	1.30	1.391	A
		TOP265 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 350 \text{ mA}/\mu\text{s}$	1.581	1.70	1.819	
		TOP266 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 530 \text{ mA}/\mu\text{s}$	2.371	2.55	2.728	
		TOP267 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 625 \text{ mA}/\mu\text{s}$	2.800	3.01	3.222	
		TOP268 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 675 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.023	3.25	3.478	
		TOP269 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 720 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.236	3.48	3.723	
		TOP270 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 870 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.906	4.20	4.494	
		TOP271 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 1065 \text{ mA}/\mu\text{s}$	4.808	5.17	5.532	
初期カレントリミット	I_{INIT}	注 C を参照		$0.70 \times I_{LIMIT(MIN)}$			A
電力係数	P_{COEFF}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 、 注 E を参照	$I_X \leq -165 \mu\text{A}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.2 \times I^2f$	A^2kHz
			$I_X \leq -117 \mu\text{A}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.2 \times I^2f$	
リーディング エッジ ブランキング時間	t_{LEB}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 、図 34 を参照			220		ns
カレントリミット遅延時間	$t_{L(D)}$				100		ns
過熱シャットダウン温度				135	142	150	$^\circ\text{C}$
過熱シャットダウンヒステ リシス					75		$^\circ\text{C}$
起動リセット スレッシュ ホールド電圧	$V_{C(RESET)}$	図 35 (S1 オープン状態)		1.75	3.0	4.25	V

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位			
		SOURCE = 0 V、 $T_J = -40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)								
出力										
オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	TOP264 $I_D = 150 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		5.4	6.25	Ω			
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		8.35	9.70				
		TOP265 $I_D = 200 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		4.1	4.70				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		6.3	7.30				
		TOP266 $I_D = 300 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		2.8	3.20				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		4.1	4.75				
		TOP267 $I_D = 400 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		2.0	2.30				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		3.1	3.60				
		TOP268 $I_D = 500 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.7	1.95				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		2.5	2.90				
		TOP269 $I_D = 600 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.45	1.70				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		2.25	2.60				
		TOP270 $I_D = 700 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.20	1.40				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.80	2.10				
		TOP271 $I_D = 800 \text{ mA}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.05	1.20				
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.55	1.80				
		DRAIN 供給電圧		$T_J \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}$ 、注 F を参照		18				V
						36				
OFF 時 DRAIN 漏れ電流	I_{DSS}	$V_V =$ フローティング、 デバイスのスイッチングはなし $V_{DS} = 580 \text{ V}$ 、 $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$				470	μA			
ブレイクダウン電圧	BV_{DSS}	$V_V =$ フローティング、デバイスの スイッチングはなし $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 、注 G を参照			725		V			
立ち上がり時間	t_R	標準的なフライバック コンバータ アプリケーションで測定				100	ns			
立ち下がり時間	t_F					50	ns			
電源電圧特性										
制御電源/放電電流	I_{CD1}	出力 MOSFET が 有効 $V_X, V_V = 0 \text{ V}$	66 kHz 動作時	TOP264-265	0.6	1.2	2.0	mA		
				TOP266-268	0.9	1.4	2.3			
				TOP269-271	1.1	1.6	2.5			
			132 kHz 動作時	TOP264-265	0.8	1.4	2.1			
				TOP266-268	1.2	1.7	2.4			
				TOP269-271	1.5	2.1	2.9			
I_{CD2}	出力 MOSFET が無効 $V_X, V_V = 0 \text{ V}$			0.3	0.5	1.2				

注:

- A. 132 kHz 動作時のパラメータ $DC_{MAX} \cdot I_B$ 及び $I_{C(OFF)}$ テストから規定。
- B. 仕様がマイナス値の場合、マイナスの温度係数は、温度上昇に伴って増大することを表し、プラスの温度係数は、温度上昇に伴って減少することを表します。
- C. 特性によって保証されます。製造時にはテストされません。
- D. 外部で調整されるカレントリミット値については、「標準性能特性」セクションの図 36 及び 37 (カレントリミット 対 外付けカレントリミット抵抗) を参照してください。指定した公差は、自己保護カレントリミット (I_{LIMIT}) のみで有効です。
- E. η の計算は、 I_{LIMIT} 及び f_{OSC} の標準値に基づいて決まります (例: $I_{LIMIT(TYP)}^2 \times f_{OSC}$)。ここで、 f_{OSC} は FREQUENCY ピンの接続に応じて 66 kHz または 132 kHz になります。詳細については、 f_{OSC} の仕様を参照してください。
- F. デバイスは $18 V_{DC}$ の DRAIN 電圧で起動します。電解コンデンサの容量は、温度が $0^\circ C$ 未満になると大幅に低下します。温度が $0^\circ C$ 未満の場合、 $18 V$ で確実に起動させるには、コンデンサが推奨容量値を満たしていることを確認する必要があります。
- G. ブレークダウン電圧は、最小 BV_{DSS} 仕様に対して DRAIN ピン電圧を最小の BV_{DSS} を超えない程度まで上げることによって確認できます。

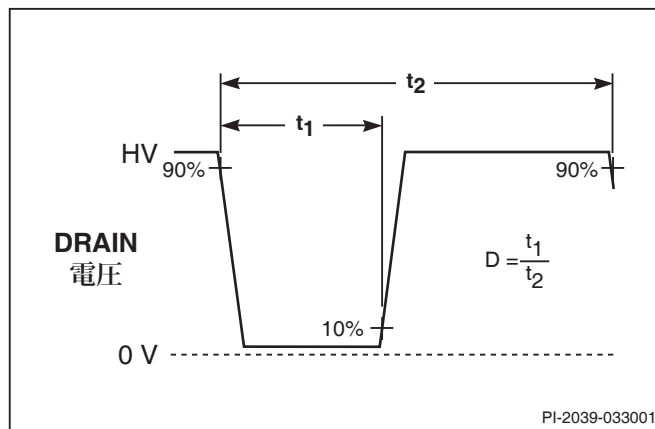


図 32. デューティサイクルの測定。

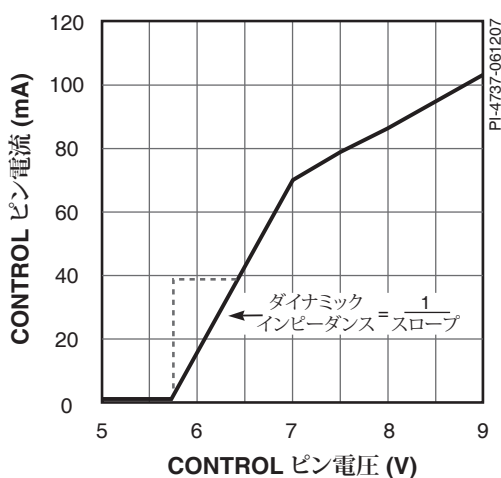


図 33. CONTROL ピンの I-V 特性

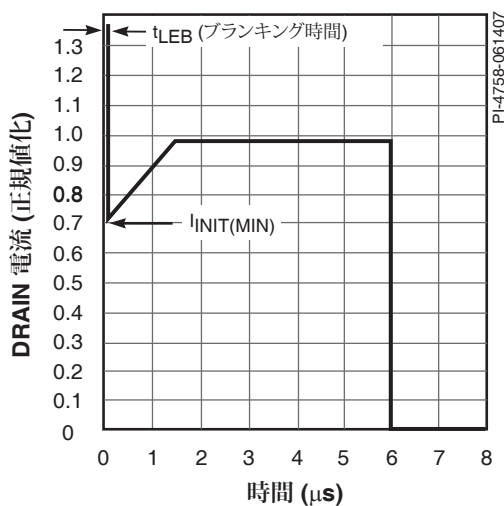


図 34. DRAIN 電流動作のエンベロープ

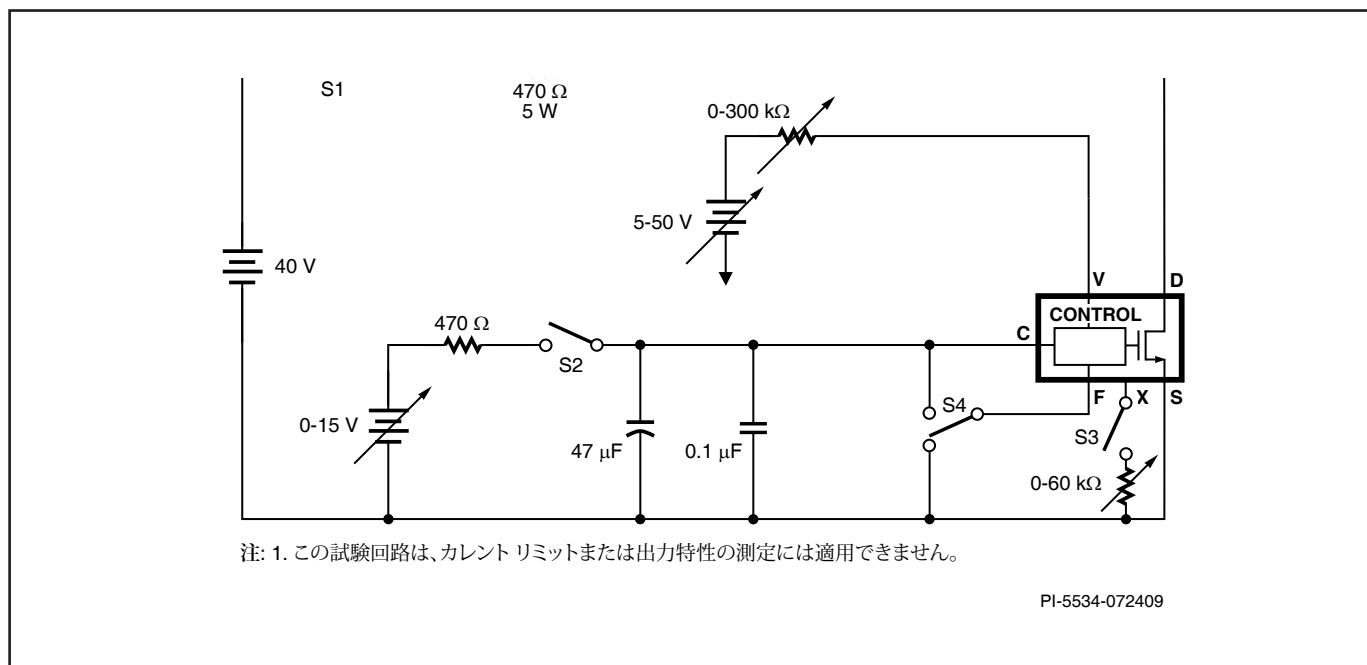


図 35. TOPSwitch-JX の一般的な試験回路

標準性能特性

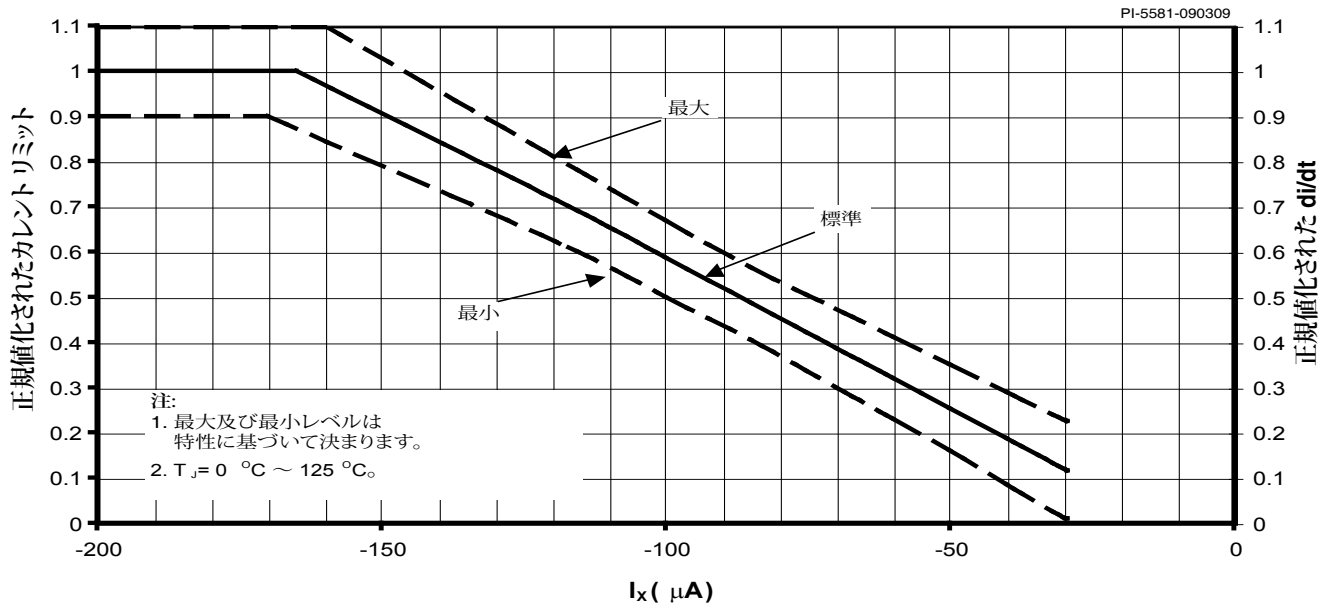


図 36. 正規値化されたカレントリミット 対 X ピン 電流

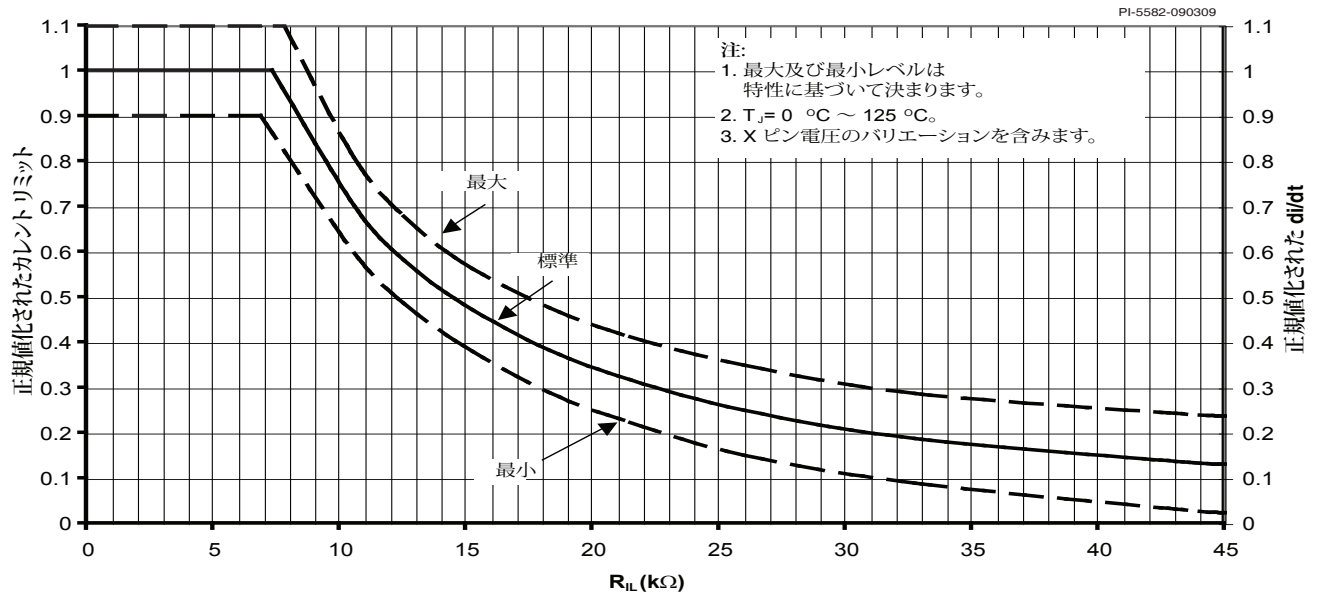


図 37. 正規値化されたカレントリミット 対 外付けカレントリミット抵抗

標準性能特性 (続き)

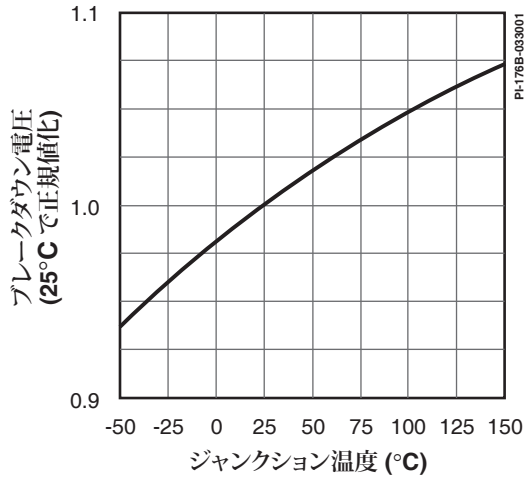


図 38. ブレイクダウン電圧 対 温度

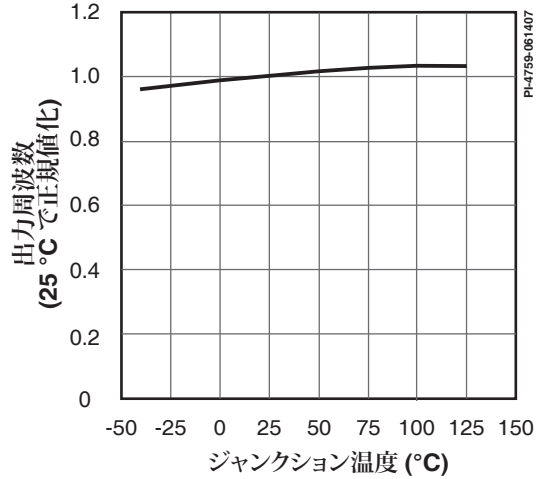


図 39. 周波数 対 温度

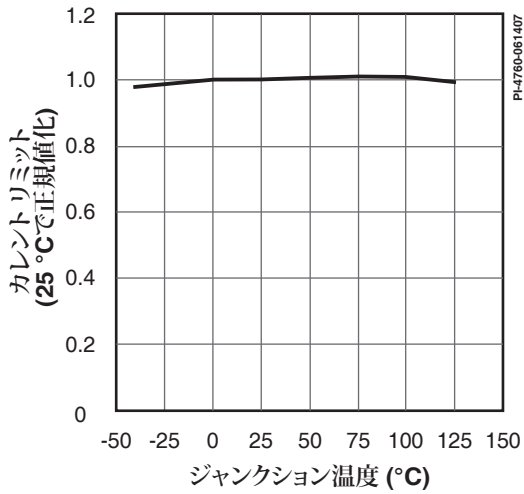


図 40. 内部カレントリミット 対 温度

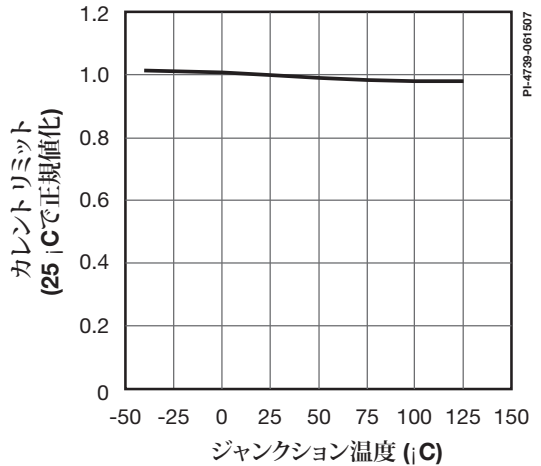


図 41. 外部カレントリミット 対 温度 (R_L = 10.5 kΩ)

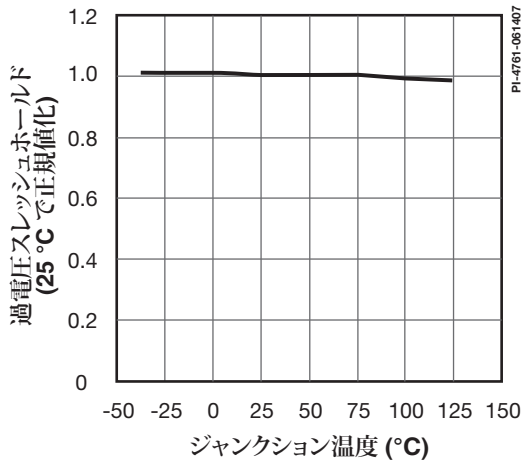


図 42. 過電圧スレッシュホールド 対 温度

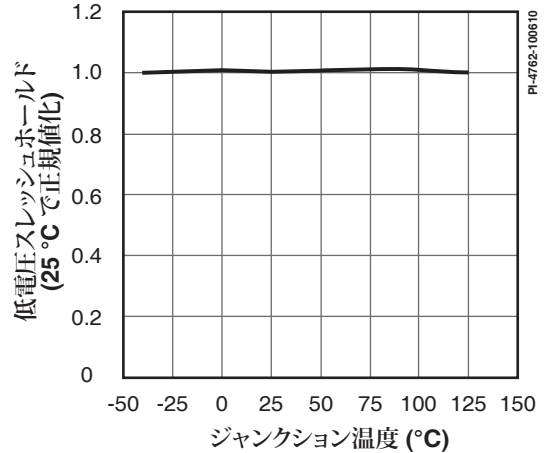


図 43. 低電圧 (UV) スレッシュホールド 対 温度

標準性能特性 (続き)

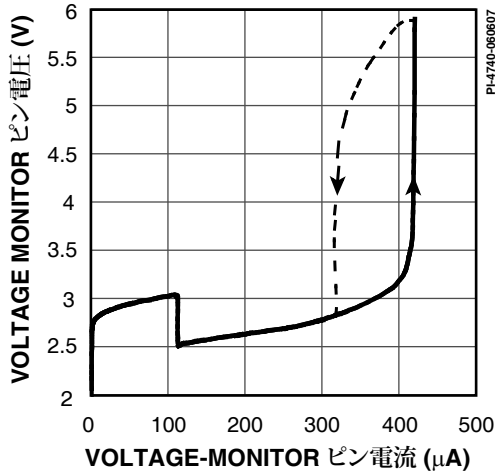


図 44. VOLTAGE-MONITOR ピン 対 電流

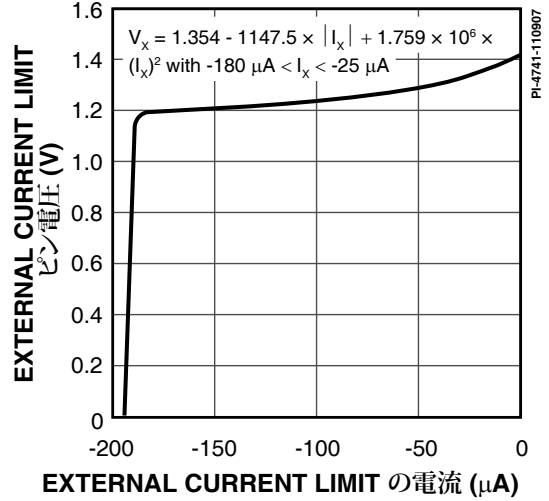


図 45. EXTERNAL CURRENT LIMIT ピン電圧 対 電流

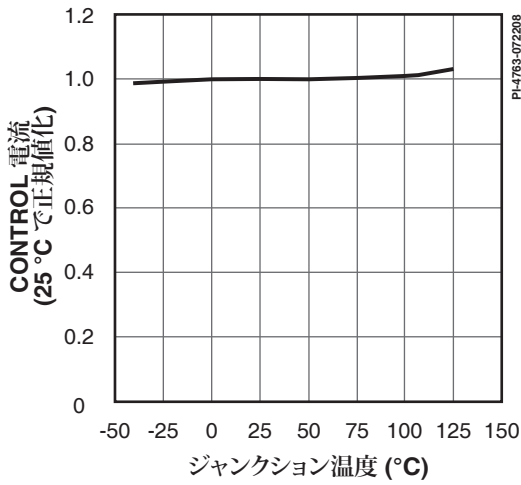


図 46. デューティサイクル 0% 時の制御電流 (出力) 対 温度

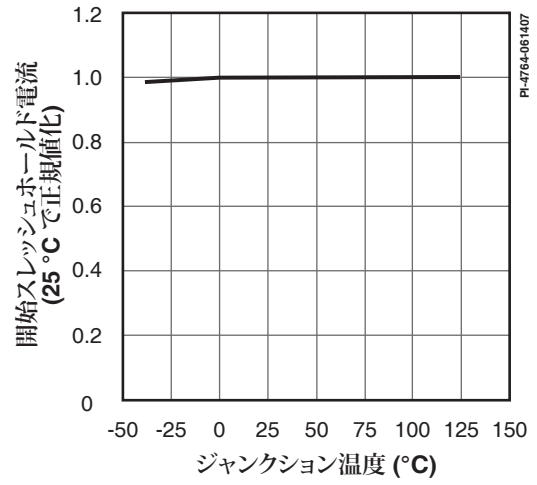


図 47. 最大デューティ サイクル低減開始スレッシュホールド電流 対 温度

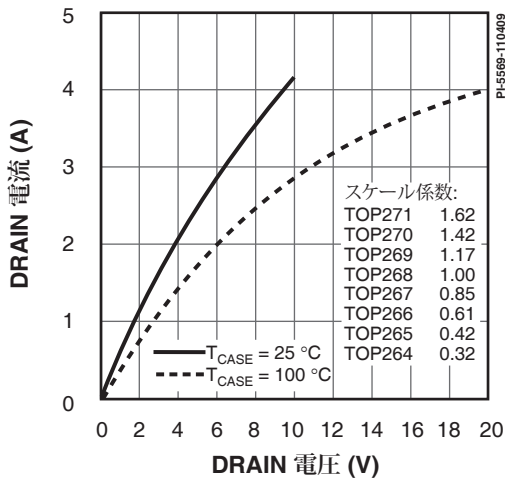


図 48. 出力特性

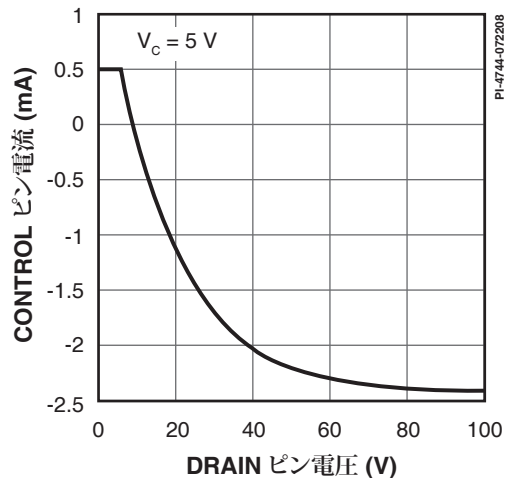


図 49. I_c 対 DRAIN 電圧

標準性能特性 (続き)

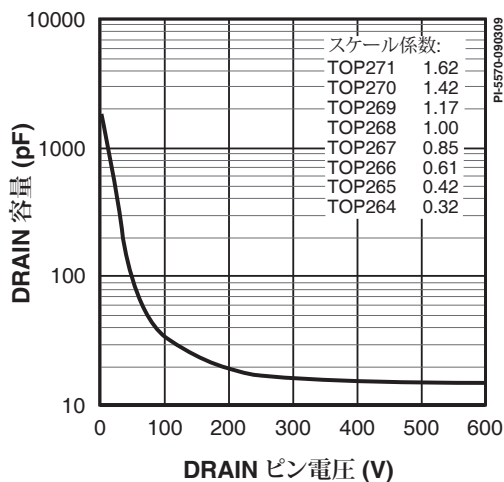


図 50. C_{oss} 対 DRAIN 電圧

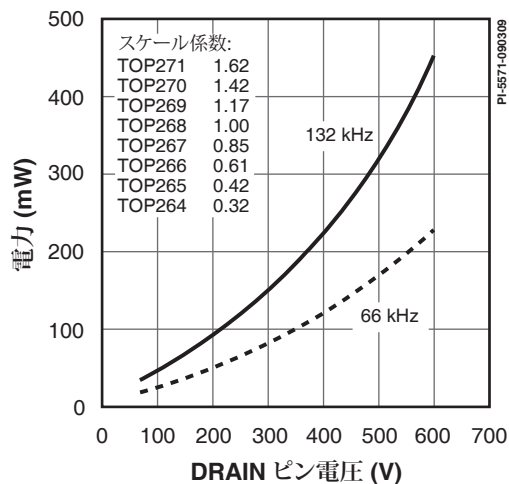


図 51. DRAIN キャパシタンス電力

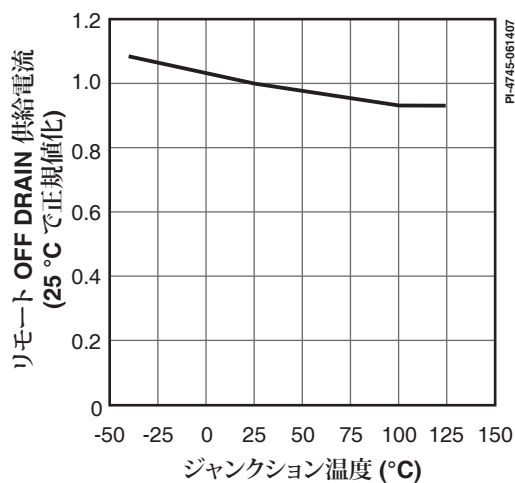
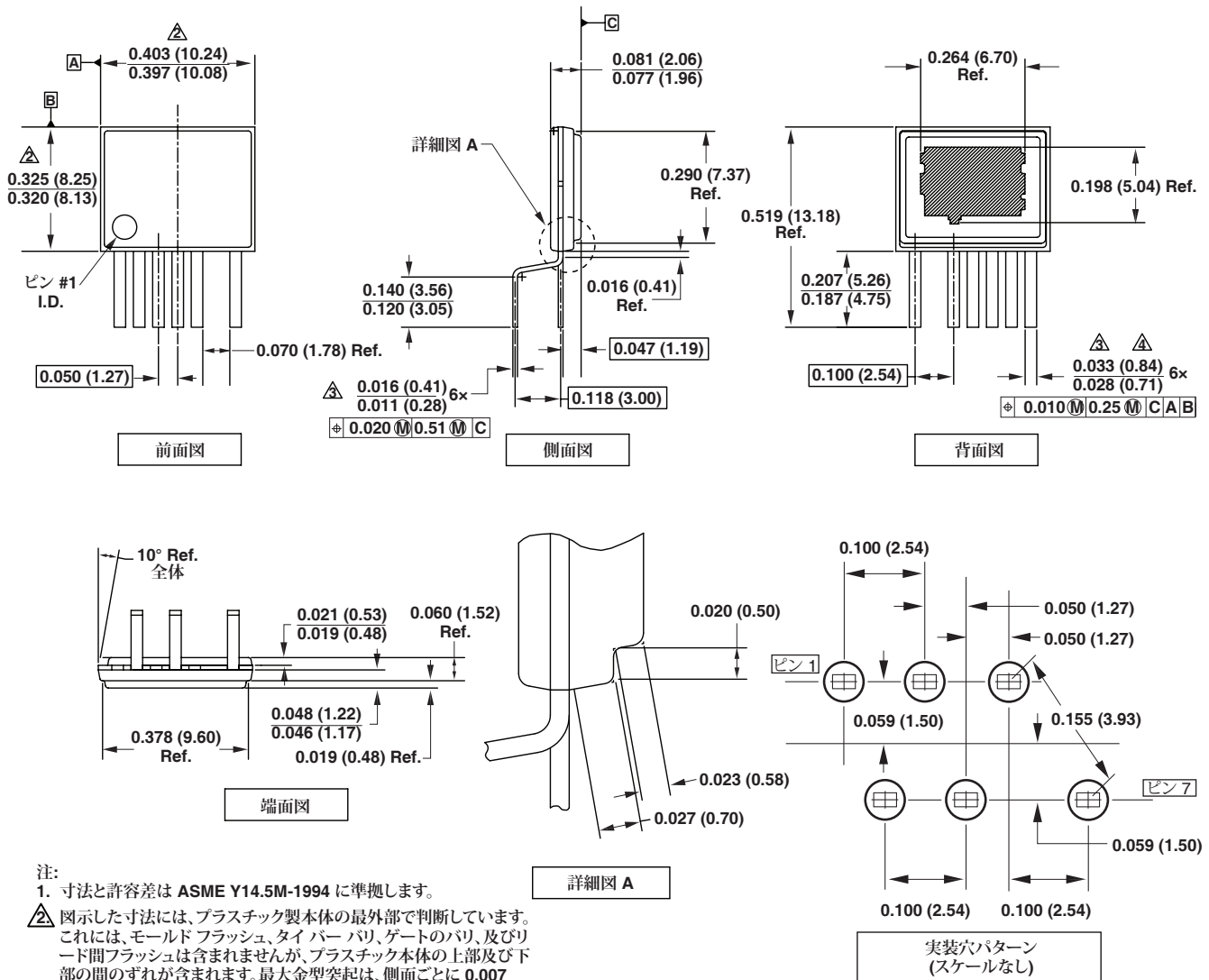


図 52. リモート OFF DRAIN 供給電流 対 温度

eSIP-7C (E パッケージ)

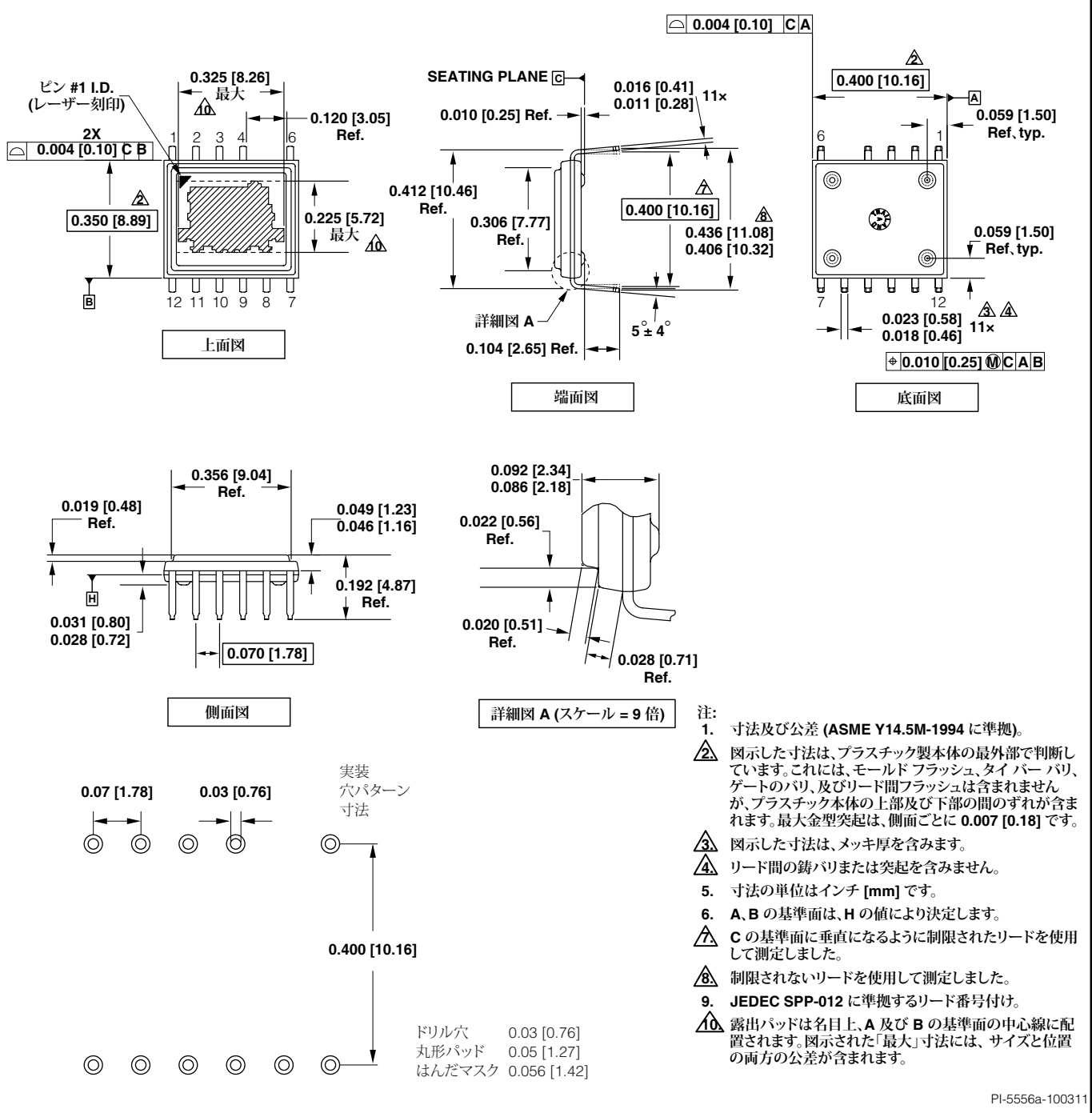


注:

1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M-1994 に準拠します。
2. 図示した寸法には、プラスチック製本体の最外部で判断しています。これには、モールド フラッシュ、タイ バーバリ、ゲートのバリ、及びリード間フラッシュは含まれませんが、プラスチック本体の上部及び下部の間のずれが含まれます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] です。
3. 図示した寸法にはメッキ厚が含まれます。
4. リード間の錆バリや突起は含まれません。
5. 寸法の単位はインチ (mm) です。

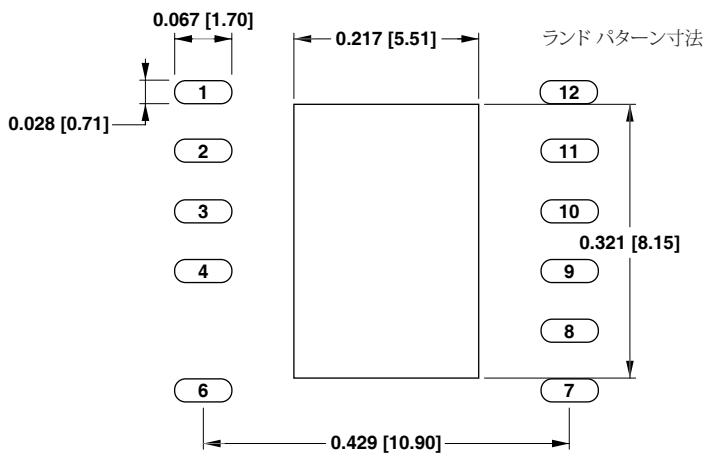
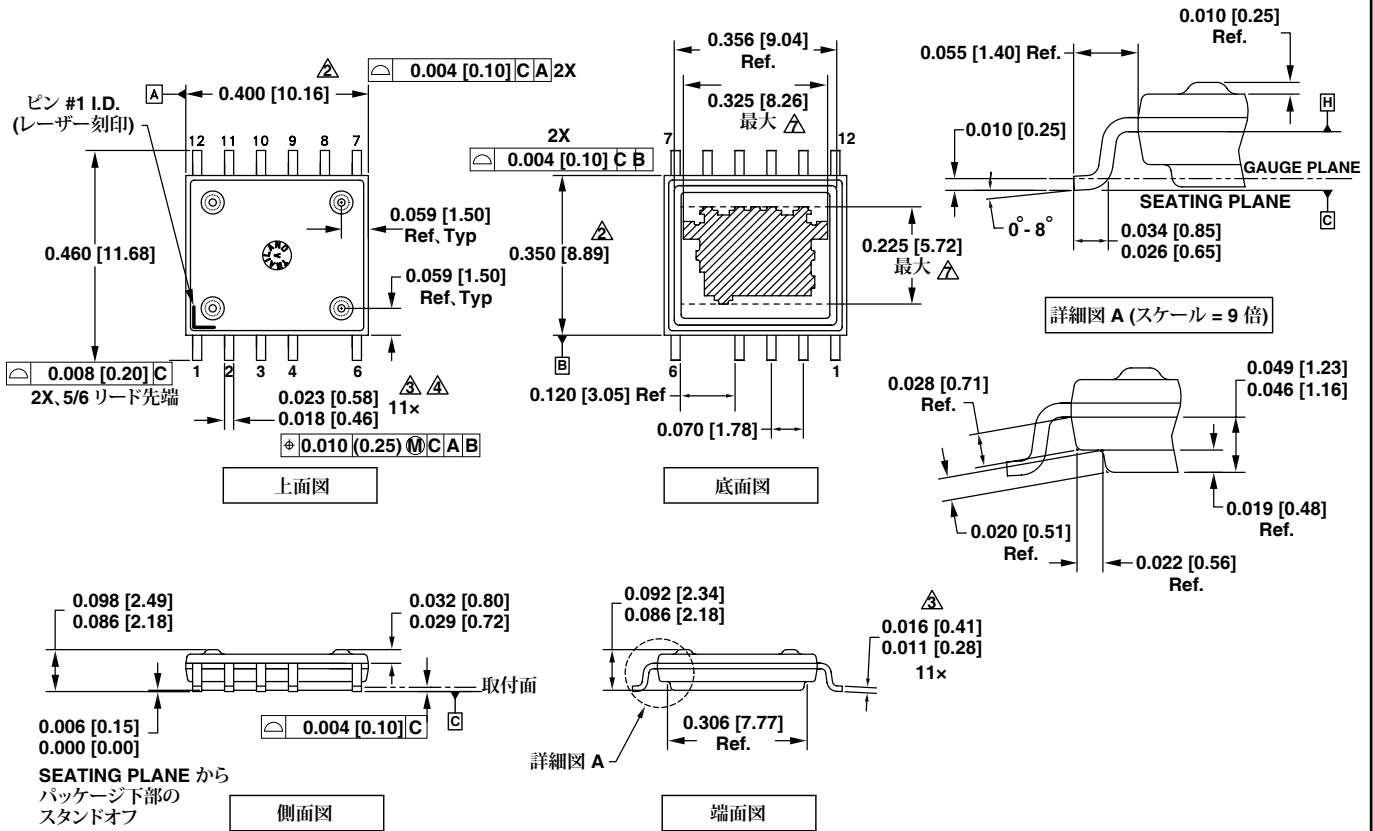
PI-4917-061510

eDIP-12B (V パッケージ)



PI-5556a-100311

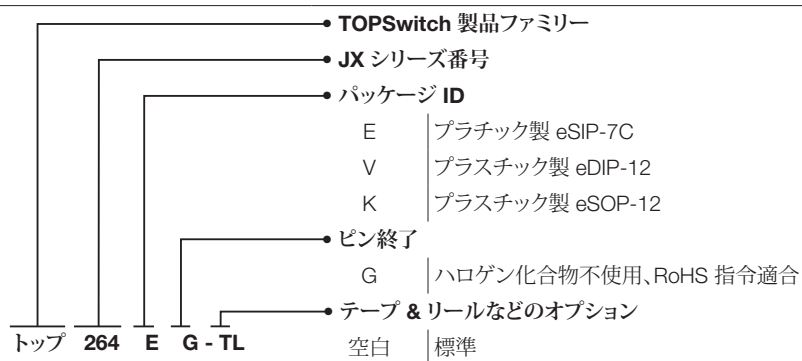
eSOP-12B (K パッケージ)



- 注:
 1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M-1994 に準拠します。
 2. 図示した寸法には、プラスチック製本体の最外部で判断しています。これには、モールドフラッシュ、タイバーバリ、ゲートのバリ、及びリード間フラッシュは含まれませんが、プラスチック本体の上部及び下部の間のずれが含まれます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] です。
 3. 図示した寸法にはメッキ厚が含まれます。
 4. リード間の錆バリまたは突起は含まれません。
 5. 寸法の単位はインチ [mm] です。
 6. A、B の基準面は、H の値により決定します。
 7. 露出パッドは名目上、A 及び B の基準面の中心線に配置されます。図示された「最大」寸法には、サイズと位置の両方の公差が含まれます。

PI-5748a-100311

品番コード体系情報



改訂	注	日付
A	データシートをリリースしました。	01/10
B	eDIP の部品を追加しました。	01/10
B	ページ 4 の「ラッチ」を「自動復帰」に変更しました。テーブル 3 を更新しました。	03/10
B	「入力センス抵抗値の値」セクションの記述を更新しました。	07/10
C	K パッケージの部品を追加しました。	11/10
D	K 及び V パッケージの図面を更新しました。	06/11
E	eDIP-12B 及び eSOP-12B パッケージを追加しました。eDIP-12 及び eSOP-12 パッケージを削除しました。	10/11
E	図 2 及び K パッケージのレイアウトを更新しました。	08/12
F	新しいブランドスタイルを使用して更新しました。	05/15

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

Power Integrations は、信頼性や生産性を向上するために、いつでも製品を変更する権利を保有します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害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 の持つ特許の完全なリストは、www.power.com/ja に掲載される予定です。Power Integrations は、<http://www.power.com/ip.htm> に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスを顧客に許諾します。

生命維持に関する方針

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

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

PI ロゴ、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、FluxLink、StakFET、PI Expert 及び PI FACTS は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。©2015, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

世界本社
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
代表: +1-408-414-9200
カスタマー サービス:
電話: +1-408-414-9665
ファックス: +1-408-414-9765
電子メール:
usasales@power.com

中国 (上海)
Rm 1601/1610, Tower 1,
Kerry Everbright City
No. 218 Tianmu Road West,
Shanghai, P.R.C. 200070
電話: +86-21-6354-6323
ファックス: +86-21-6354-6325
電子メール:
chinasales@power.com

中国 (深圳)
17/F, Hivac Building, No. 2,
Keji Nan 8th Road, Nanshan
District, Shenzhen, China,
518057
電話: +86-755-8672-8689
ファックス: +86-755-8672-8690
電子メール:
chinasales@power.com

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

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

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

日本
〒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

韓国
RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
電話: +82-2-2016-6610
ファックス: +82-2-2016-6630
電子メール: koreasales@power.com

シンガポール
51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
電話: +65-6358-2160
ファックス: +65-6358-2015
電子メール:
singaporesales@power.com

台湾
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec.1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
電話: +886-2-2659-4570
ファックス: +886-2-2659-4550
電子メール:
taiwansales@power.com

英国
First Floor, Unit 15, Meadway
Court, Rutherford Close,
Stevenage, Herts.SG1 2EF
英国
電話: +44 (0) 1252-730-141
ファックス: +44 (0) 1252-727-689
電子メール:
eurosales@power.com