

TFS7701-7708 HiperTFS™-2 ファミリー

高耐压パワー MOSFET と 2 スイッチ フォワード及びフライバック電源
コントローラを 1 つのパッケージに集積

製品強化ポイント

- 選択可能な 132 kHz メイン スイッチング周波数でコストの削減と小型トランスを実現
- HiperTFS-1 よりもメイン ピーク電力が増強
- 自己バイアス ハイサイドドライバにより、ハイサイド バイアス巻線とダイオードが不要
- 挿入しやすく、プリント基板のレイアウトに合うように、パッケージリードフォームとピン配列を変更
- より厳しい UV_(ON) 待機スレッシュホールド公差
- 待機無負荷時の性能を改善

主なメリット

- 2 スイッチ フォワード メイン電源 (66 kHz/132 kHz) とフライバック待機電源 (132 kHz) を 1 つのICに内蔵したソリューション
- 高集積化により、小型で高電力密度の設計を少ない部品点数で実現
- コントローラ、ゲートドライバ、及び 3 つのパワー MOSFET を内蔵
- レベルシフト技術により、パルス トランスが不要
- 保護機能: 低電圧保護 (UV)、過電圧保護 (OV)、過熱保護 (OTP)、出力過電圧保護 (OVP)、待機電源過電力補正 (OPC)、短絡保護 (SCP)、及び I_{LIMIT}
- トランスリセット制御により、あらゆる状況で飽和を防止
- 50% を超えるメイン デューティ サイクル動作により、RMS 電流及び出力ダイオードの電圧定格を低減

- 入力電圧範囲全体で待機時の過負荷電力の変動 10% 以内
- 非常に小型のパッケージで最大 586 W のピーク出力電力に対応
- 最大負荷時効率 90% 以上
- ヒートシンクに簡単にクリップ マウントでき、断熱パッド不要
- ハロゲン化合物不使用、RoHS 指令適合

一般的な用途

- PC (80 PLUS® Bronze 及び 80 PLUS Silver)
- プリンタ
- LCD TV
- ゲーム機器
- ハイパワー アダプタ
- 産業用及び家電製品

出力電力テーブル

製品 ³	2 スイッチ フォワード 380 V		フライバック 100 V - 400 V
	連続 ¹ (50 °C)	ピーク ²	連続 (50 °C)
TFS7701H	148 W	187 W	20 W
TFS7702H	190 W	297 W	20 W
TFS7703H	229 W	375 W	20 W
TFS7704H	251 W	419 W	20 W
TFS7705H	269 W	466 W	20 W
TFS7706H	298 W	513 W	20 W
TFS7707H	322 W	553 W	20 W
TFS7708H	343 W	586 W	20 W

テーブル 1. 出力電力テーブル。

注:

1. 適切なヒートシンクを使用したオープン フレーム設計での実質的な最大連続電力により、規定の周囲温度でのヒートシンク測定温度を 95 °C 以下に維持(詳細については、「応用時の重要検討項目」を参照)。
2. ピーク負荷は 10 秒未満、平均電力は最大連続負荷未満。
3. パッケージ: eSIP-16F(注: ヒートシンクに直接取り付け、断熱 SIL パッド不要)。

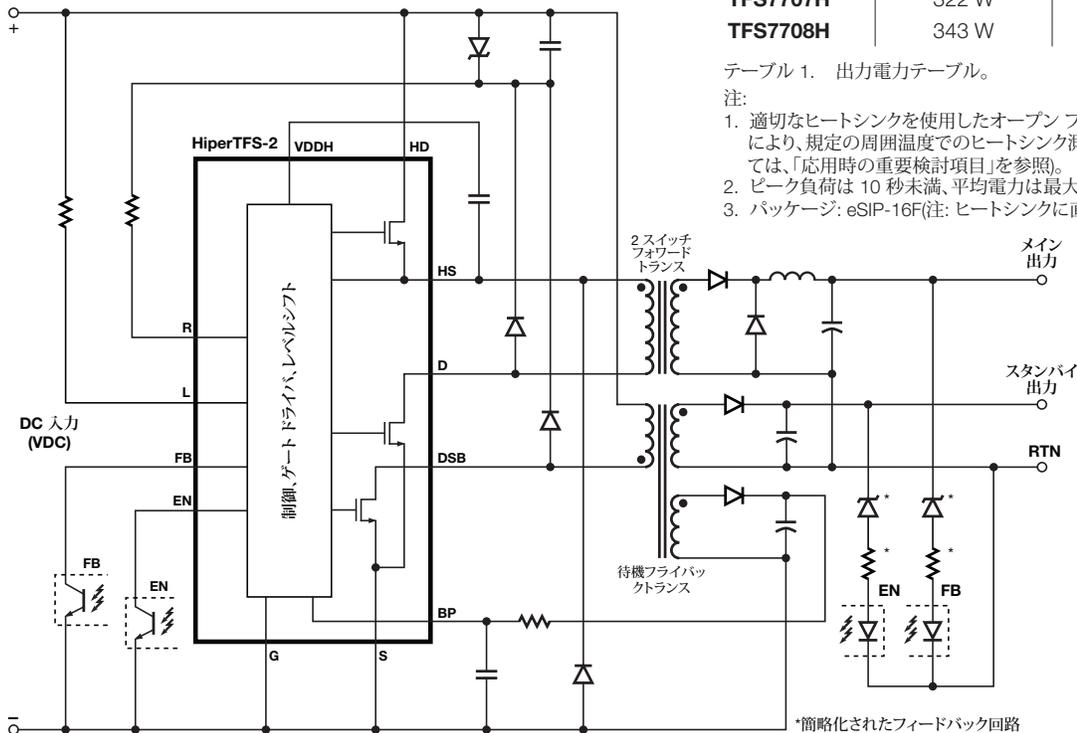


図 1. 2 スイッチフォワード及びフライバック コンバータの回路図。

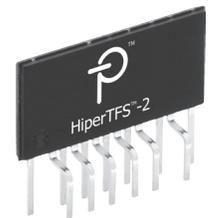


図 2. パッケージ オプション。

セクションリスト

概要	3
製品ハイライト	3
ピン機能の説明	5
ピン配置図	5
機能ブロック図	6-7
機能の説明	8
設計、組み立て、及びレイアウトの考慮事項	14
レイアウトに関する考慮事項	17
トランス二次側及び出力ダイオード	21
メイン コンバータの通常波形	22
設計のクイック チェックリスト	23
デザイン例	25
絶対最大定格	27
パラメータ テーブル	27
パッケージの詳細	34
品番コード体系表	40
品番マーク情報	41

概要

HiperTFS-2 デバイス ファミリー製品では、ハイパワーの 2 スイッチフォワードコンバータとミドルパワーのフライバック (待機) コンバータを 1 つの低背型 eSIP™ 電源用パッケージに組み込んでいます。このワンパッケージソリューションにより 2 スイッチフォワード及びフライバックコンバータ用コントローラ、ハイサイド/ローサイドドライバ、及び 3 つの高耐圧パワー MOSFET が提供されるので、コストの高いパルストランスをコンバータに外付けする必要がなくなります。このデバイスは、最大ピーク 586 W の主電力コンバータ (2 スイッチ フォワード) と最大 20 W の待機電源コンバータ (フライバック) を必要とするハイパワーのアプリケーションに最適です。HiperTFS-2 には、ソフトスタート、故障及び過負荷保護機能、自動復帰タイプ過熱保護機能などを内蔵し、Power Integrations の優れた多くの保護機能が標準搭載されています。HiperTFS-2 では高度な電源用パッケージ技術が採用されており、2 スイッチ フォワードのレイアウト、部品搭載、熱管理を簡素化し、単一の小型パッケージで高い電力容量を実現しています。このデバイスは幅広い入力電圧範囲で動作し、HiperPFS などの力率改善ステージの後段で使用できます。

2 スイッチ フォワード型コンバータは、高効率、高速過渡応答、入力電圧変動の優れた耐性を備えたコスト効率の高いコンバータが求められる用途で通常選択されます。HiperTFS-2 デバイスに組み込まれた 2 スイッチ フォワード型コントローラにより、50% のデューティサイクルを大きく上回る動作が実現し、従来の方式から改善されています。この改善によって RMS 電流及び導通損失が低減し、整流用コンデンサのサイズやコストが最小化され、出力ダイオードの電圧定格が最小化されます。また、トランスの磁束のリセット制御機能やハイサイド MOSFET のチャージリカバリスイッチも備えており、スイッチング損失が減少します。こうした革新的な技術の組み合わせにより、MOSFET が小型で、受動部品やディスクリット部品が少なく、小型トランスが低価格で、高効率な電源が実現されます。

HiperTFS-2 のフライバック待機電源コントローラと MOSFET ソリューションは、広く普及している TinySwitch™ テクノロジーをベースにしています。TinySwitch テクノロジーは、シンプルな動作、軽負荷時の高エネルギー効率、耐久性や信頼性の高さにより、多数の電力コンバータ IC で使用されています。このフライバックコンバータは最大 20 W の出力電力を発揮でき、内蔵されている最大電力可変機能により、部品設計マージンが低減します。

製品ハイライト

保護機能付き 2 スイッチ フォワード及びフライバック内蔵ソリューション

- 3 つの高耐圧 MOSFET、メイン/待機電源コントローラ、及びゲートドライバを内蔵
- レベルシフト技術により、パルス トランスが不要
- プログラミング可能な低入力電圧 (UV) 検出により、ターンオフ時のグリッチを解消
- プログラミング可能な過入力電圧 (OV) 検出、ラッチ及び非ラッチタイプ

- 高精度の自動復帰タイプ過熱保護機能 (OTP)
- 高精度の選択可能なサイクル・バイ・サイクル・カレント・リミット (メイン及び待機電源)
 - 待機電源による最大電力補正のための入力電圧補正 MOSFET カレントリミット
- ソフトスタート機能内蔵で、起動時の部品へのストレス低減
- 容易に AC 高速リセットに対応
- EMI 低減
 - 66/132 kHz フォワード及び 132 kHz フライバックコンバータを同期
 - 周波数ジッター
- 最大 30 個のディスクリット部品が不要になり、信頼性が向上し、コストを削減

非対称の 2 スイッチ フォワードで損失を低減

- 50% 以上のデューティサイクル動作が可能
 - 一次側 RMS 電流及び導通損失を低減
 - 整流用コンデンサのサイズとコストを最小化
 - 容量の低減または長時間の保持時間を実現
 - 低電圧出力ダイオードで効率を向上
- トランスリセット制御
 - あらゆる条件下でトランスの飽和を防止
 - デューティサイクルを拡張して、AC サイクルドロップアウトライドスルーに対応
- デューティサイクルによるソフトスタート
 - 大出力容量による 2 ms ~ 20 ms の起動に対応
- 自己バイアス ハイサイドドライバにより、ハイサイドバイアス巻線が不要 (66 kHz)
- リモート ON/OFF 機能
- カレントリミット搭載の電圧モードコントローラコンバータ

選択可能な電力制限機能搭載の 20 W フライバック

- TinySwitch-III ベースのコンバータ
- 選択可能な電力制限 (10 W、12.5 W、15 W、20 W)
- 最大電力可変機能 (OPC) 内蔵
 - 入力電圧に対するフラットな過負荷電力制限
 - 過負荷状態での部品ストレスを軽減
 - トランスと出力ダイオードの必要な設計マージンを軽減
- 出力過電圧 (OVP) 保護と AC 高速リセット
 - ラッチ、非ラッチタイプ、またはオートリスタート
- オートリスタートタイプの出力短絡保護

高出力用途向けの高機能パッケージ

- 非常に小型のパッケージで最大 586 W のピーク出力電力容量
- ヒートシンクにクリップで簡単取り付け
 - 絶縁パッドなしでヒートシンクに直接取り付け可能
 - TO-220 より低い熱抵抗を実現
 - ヒートシンクをグランド電位に接続して、EMI を低減
- 2 つのリードフォームにより、プリント基板に容易に挿入
- 2 つのパワーコンバータが 1 つのパワーパッケージに内蔵し、組立コスト及びレイアウトサイズの縮小

機能	通常の 2 スイッチ フォワード	HiperTFS-2	HiperTFS-2 の利点
公称デューティ サイクル	33%	45%	より幅広いデューティ サイクルにより、RMS スイッチ電流を 17% 低減 $R_{DS(ON)}$ の損失を 31% 低減
最大デューティ サイクル	<50%	63%	
スイッチ電流 (RMS)	100%	83%	
出力キャッシュ ダイオード電圧定格	100%	79%	損失を低減。より幅広い D_{MAX} により、キャッチ ダイオード電圧定格の $V_O + V_D/D_{MAX}$ を低減することで、キャッチ ダイオード電圧定格を低減
クランプ電圧	ダイオードをゼロから V_{IN} にリセット	ゼロから ($V_{IN} + 130 V$) にリセット	高速/低速ダイオードの組み合わせにより、チャージリカバリがハイサイド MOSFET C_{OSS} 損失を制限
過熱保護	---	118 °C シャットダウン / 55 °C ヒステリシス	HiperTFS-2 は OTP デバイス保護を内蔵
電流センス抵抗	0.5 V ドロップ (0.33 Ω, 300 W 時)	センス抵抗なし	効率を改善。MOSFET $R_{DS(ON)}$ センスにより、センス抵抗の必要性を排除
ハイサイド ドライブ	ゲートドライブ トランスが必要 (高コスト)	ハイサイド ドライブ内蔵	コストを低減、部品の不要。高コストのゲートドライブ トランス (EE10 またはトロイド型) を不要
部品点数	多い	少ない	仕様に応じて最大 30 個の部品を節約
TinySwitch 最大電力可変機能と入力電圧	---	補償内蔵	より安全な設計。より簡単に電源を設計することが可能。待機電源の過負荷出力電力を入力電圧よりも平板化
パッケージ プリント基板沿面距離	TO-220 = 1.17 mm	eSIP16/12 = 2.3 mm	HiperTFS-2 では、パッケージ ピンでの機能性安全スペーシングに対応
パッケージ組立	2 × TO-220 パッケージ、 2 × SIL (絶縁)、 1 × メイン コントローラ、 1 × 待機電源コントローラ	1 × パッケージ	SIL (絶縁) パッド不要

テーブル 2. HiperTFS-2 と一般的なフォワード電源との違いに関する概要

ピン機能の説明

MAIN DRAIN (D) ピン

ローサイド MOSFET トランジスタ フォワード コンバータのドレイン。

STANDBY DRAIN (DSB) ピン

待機電源の MOSFET のドレイン。

GROUND (G) ピン

このピンは、ローサイド コントローラから基板への電流信号パスです。このピンは、ローサイド コントローラから基板へケルビン接続することで、SOURCE ピンの高スイッチング電流によって生じる可能性のある誘導電圧を排除します。GROUND ピンは高電流を流すためのものではなく、電圧基準接続としてのみ使用します。

SOURCE (S) ピン

待機電源とメイン電源の両方に共通の SOURCE ピン。

RESET (R) ピン

このピンは、LINE-SENSE ピンと RESET ピンにフィードされる電流に応じて最大デューティ サイクルを制限するための信号を検出して、サイクル・バイ・サイクルによってトランスの磁気飽和を回避します。また、このピンをプルアップさせると、メイン コンバータのみリモート ON/OFF の信号を送ることができます。

ENABLE (EN) ピン

これは、待機電源コントローラ用の ENABLE 及び CURRENT LIMIT SELECTION ピンです。ENABLE から BYPASS に接続された抵抗値を起動前に検出して、複数の内部待機電源カレントリミット値を選択します。

LINE-SENSE (L) ピン

このピンは、入力バルク電圧の入力センス機能用です。この情報はメイン及び待機電源の低電圧及び過電圧の検出回路に対して使用されます。また、ピンを BYPASS 側にプルアップしたり、SOURCE 側にプルダウンして、待機電源及びメイン電源の両方のリモート ON/OFF を同時に実行することもできます。LINE-SENSE ピンは RESET ピンと連動して、デューティ サイクル リミット機能を実行します。LINE-SENSE ピンは待機電源カレントリミットの値を補正することで、入力電圧に関わらず出力過負荷電力特性をフラットにします。

FEEDBACK (FB) ピン

このピンは、メインの 2 つのトランジスタ フォワード コンバータにフィードバックを提供します。FEEDBACK ピンから GND への吸い込み電流が増加すると、動作デューティ サイクルは低減します。このピンは起動時にメイン デバイスのカレントリミットを選択します (ENABLE ピンに対する方法と同様)。

BYPASS (BP) ピン

これは、ローサイド コントローラのデカップリングされた動作電圧ピンです。このピンに接続されたコンデンサは起動時に、内部電流源から充電されます。通常動作時、コンデンサの電圧は、待機電源のローサイド バイアス巻線から電流を引き込みます。また、このピンは、メイン コントローラのリモート ON/OFF に使用されます。これは、メイン コントローラをオンさせる時に、電流を余分に BYPASS ピンに流すことで実行されます。BYPASS ピンはラッチオフ機能もあり、BYPASS ピン電流がスレッシュホールドを超過した時に待機電源とメインを停止させます。LINE-SENSE ピンが UV (オフ) 待機スレッシュホールドを下回ると、ラッチはリセットされます。BYPASS ピン コンデンサの値によって、66 kHz (1 μ F) または 132 kHz (10 μ F) のいずれかのメイン スwitching 周波数が選択されます。

HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE (VDDH) ピン

これは約 11.5 V のハイサイド バイアス (VDD) です。この電圧は、内部高電圧電流源及び/またはローサイド待機バイアス電源のブートストラップ ダイオードからの電流を維持します。

HIGH-SIDE SOURCE (HS) ピン

ハイサイド MOSFET の SOURCE ピン。

HIGH-SIDE DRAIN (HD) ピン

ハイサイド MOSFET の DRAIN ピン。この MOSFET は、ローサイドソース及びグラウンドに対してフローティングとなっています。

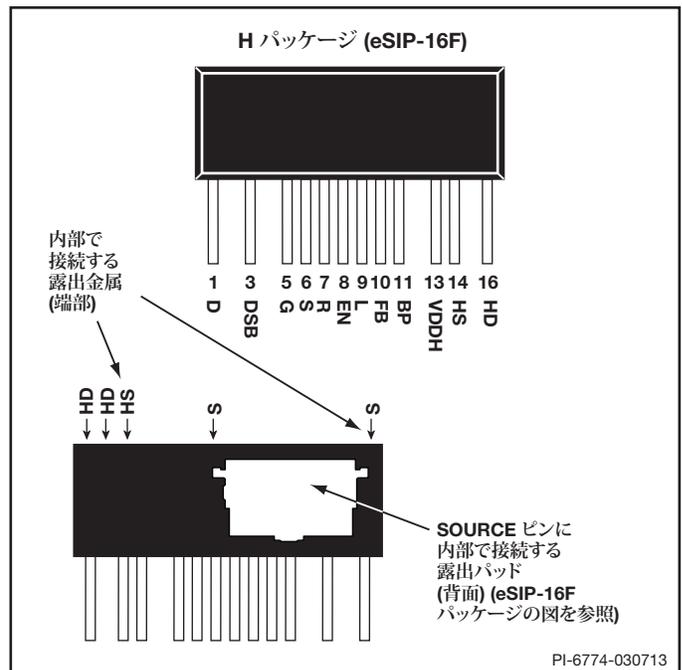


図 2. ピン配置図。

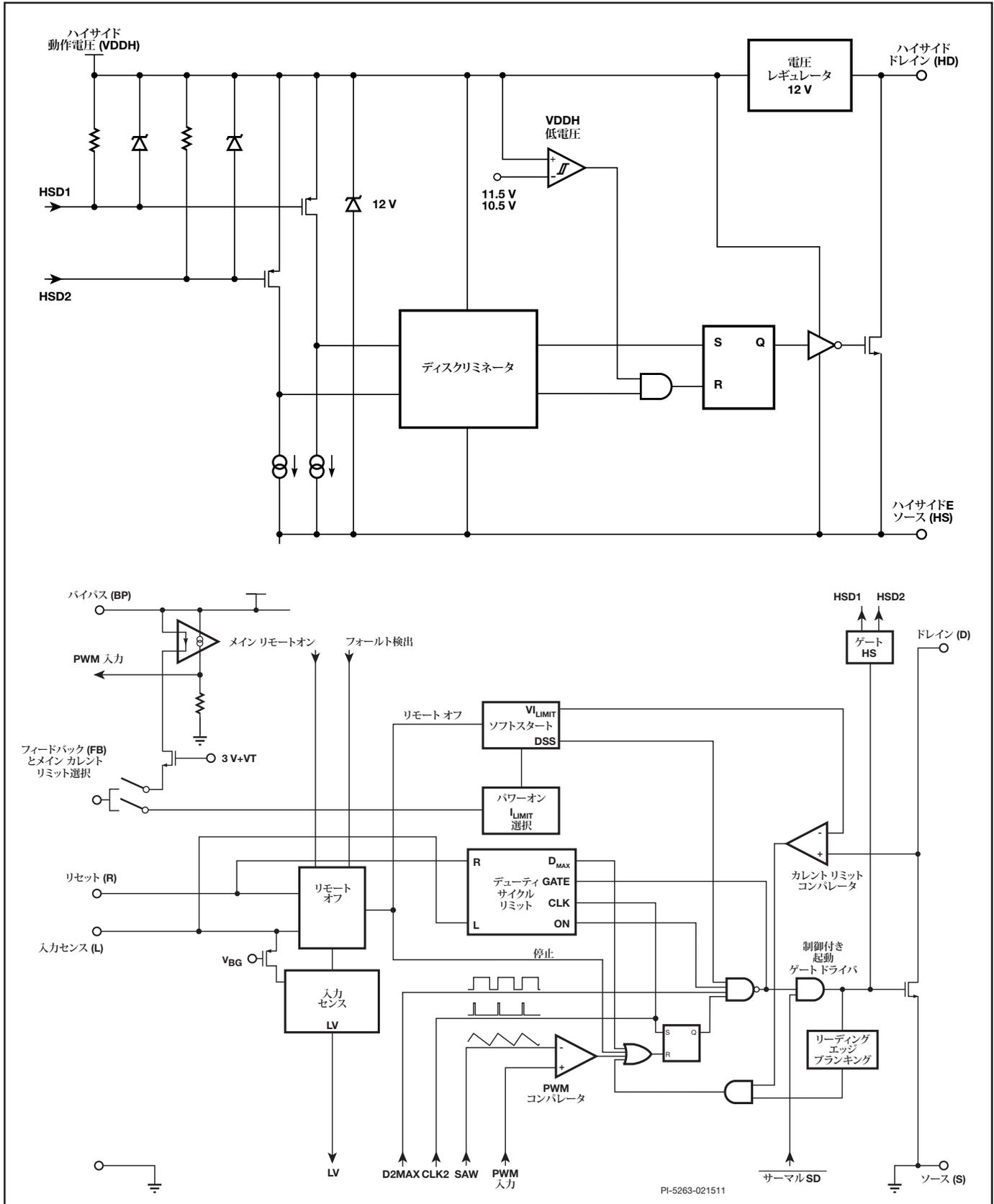


図3. 2スイッチ フォワード コンバータの機能ブロック図。

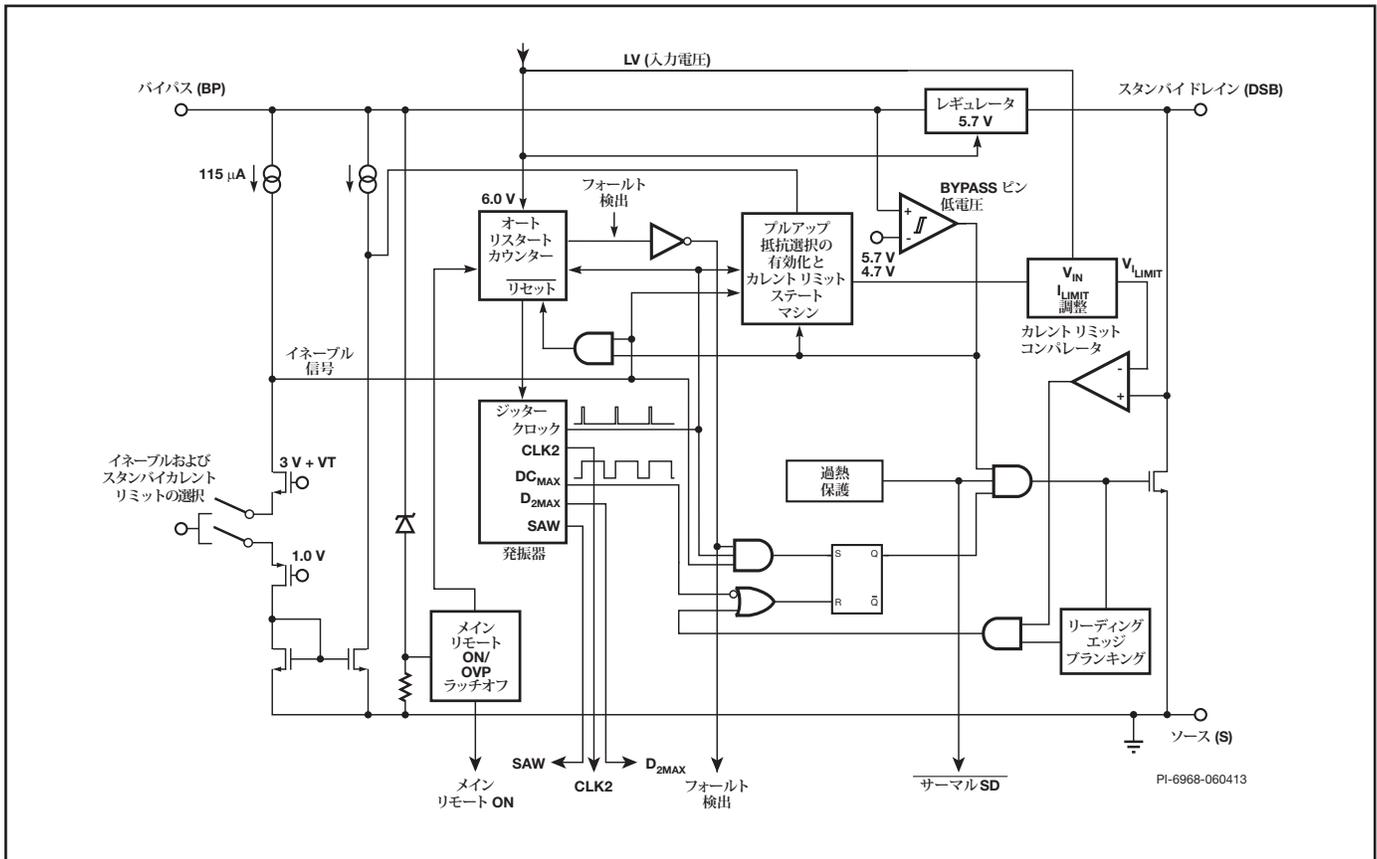


図4. フライバック/待機電源コンバータの機能ブロック図。

機能の説明

HiperTFS-2 には、2つのスイッチング電源コントローラ、関連するローサイド MOSFET、及びハイサイドドライバとハイサイド MOSFET が搭載されています。

- HiperTFS-2 の 2 スイッチ フォワードには、コントローラ、ローサイド パワー MOSFET、ハイサイド パワー MOSFET、ハイサイドドライバを搭載し、及び 66/132 kHz のメイン スイッチ周波数 (待機と同期) の選択が可能です。メインコンバータは、電圧モード (リア デューティ サイクル制御)、固定周波数 (66 kHz モード時、待機電源コントローラの動作周波数のちょうど半分) で動作します。入力電流 (FEEDBACK ピン) は制御によって、オープンドレイン MOSFET MAIN DRAIN ピンでデューティ サイクルに変換され、FEEDBACK ピンからのソース電流が増えてデューティ サイクルが減少します。
- HiperTFS-2 の固定周波数 (132 kHz) 待機フライバックには、TinySwitch-4 を基にしたコントローラ及びパワー MOSFET が搭載されています。このデバイスは、マルチレベルの ON/OFF カレントリミット制御モードで動作します。オープンドレイン MOSFET (STANDBY DRAIN ピン) は、ENABLE ピンからのソース電流がスレッシュホールドを下回った時にオンになり、ENABLE ピンがスレッシュホールドを上回るとスイッチングが停止します。

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、過熱保護等の基本機能に加えて、HiperTFS-2 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内蔵します。

メインコンバータの一般的なご紹介

HiperTFS-2 のメインコンバータは 2 スイッチ フォワード コンバータです (ただし、HiperTFS-2 は他の 2 スイッチ トポロジでも使用できます)。このトポロジには、ローサイド及びハイサイドパワー MOSFET によって行われます (両方とも同時にスイッチングされます)。HiperTFS-2 の場合、ローサイド MOSFET は 725 V MOSFET (SOURCE ピンはサブストレートへ接続) です。ハイサイド MOSFET は 530 V MOSFET (HIGH-SIDE DRAIN (HD) ピンにはサブストレートへ接続) です。MOSFET のローサイドとハイサイドの両方のサブストレートは安定ノードに接続されています (それぞれ、0 V 及び V_{IN})。両方の MOSFET が安定ノードに接続されているため、優れた EMI 対策になります。

ローサイド MOSFET の C_{OSS} 容量は非常に低いため、パフォーマンスを低下させずにハードスイッチングを行うことができます。外部クランプ構成のため、高負荷時にハイサイドの MOSFET に対して非常にソフトなスイッチングを実行することができ (これにより、ハイサイドの容量性スイッチング損失を排除)、効率が改善します。ローサイドの MOSFET 上のより大きいブレークダウン電圧により、トランスリセット電圧は入力電圧を上回ることができるため、デューティサイクルの動作が 50% 以上高くなります。より大きいデューティサイクル動作により、RMS スイッチ電流が低減し、出力ダイオード電圧定格も低減して、結果的に効率が向上します。

HiperTFS-2 には、ハイサイドドライバも搭載されていて、ハイサイド MOSFET を制御します。この外部ブートストラップダイオード (または内部で自己バイアスされた) ハイサイドドライバにより、他の多くの 2 スイッチ フォワード回路に必要な高価な部品であるゲートドライバトランスは不要となります。

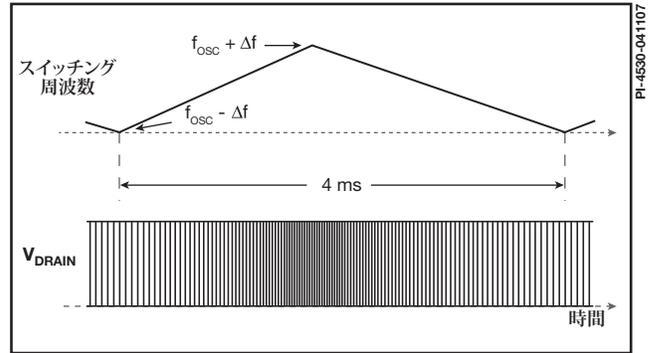


図 5. スイッチング周波数ジッター (模擬化された V_{DRAIN} 波形)。

メインコンバータの起動動作

フライバック (待機) コンバータが起動して動作を開始したら、メインコンバータを 2 つの機能で動作させることができます。最初の条件では、BYPASS ピンリモート ON 電流が、外部リモート ON/OFF 回路によって設定されたリモートオンスレッシュホールド ($I_{BP(ON)}$) を超過する必要があります。この電流スレッシュホールドには、ノイズ障害を防ぐヒステリシスがあります。BYPASS リモート ON の条件が満たされた後、HiperTFS-2 では、LINE-SENSE ピン電流が UV メインオン ($I_{L(MA-LVON)}$) を超過する必要があります。これは、4 MΩ LINE-SENSE ピン抵抗を使用する場合、約 336 VDC 入力電圧に相当します。この LINE-SENSE ピンスレッシュホールドの条件が満たされると、HiperTFS-2 は 60 ms の予備充電期間 ($t_{D(CH)}$) を開始して、メインコンバータが整流コンデンサに対して負荷をかける前に、PFC 昇圧ステージがレギュレーションに達します。また、この予備充電期間中、ハイサイドドライバはローサイド補助電圧からのブートストラップダイオード (または自己バイアス) を介して充電され、メインのハイサイド MOSFET がオフになっている間、

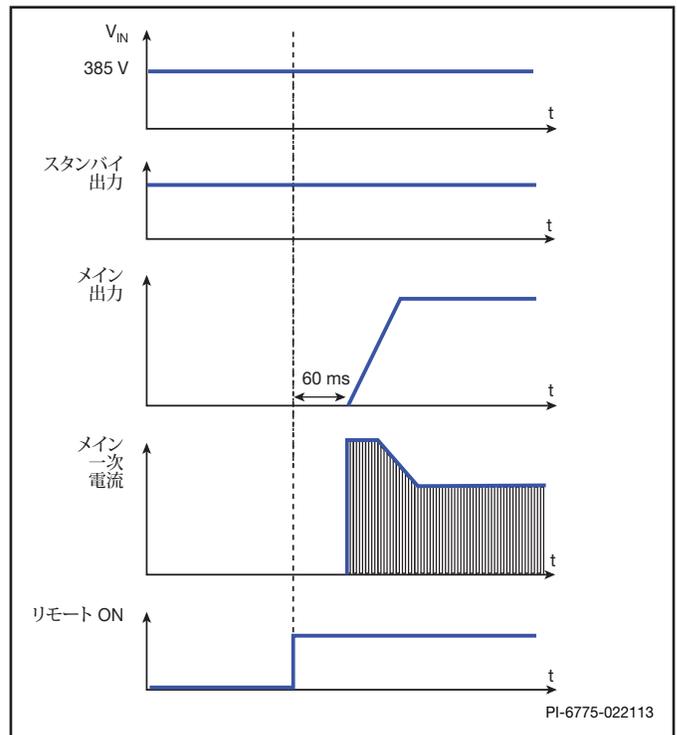


図 6. リモート ON による電源の起動シーケンス。

メインのローサイド MOSFET がオンになると充電されます。予備充電期間の終わりにになると、PFC ブースト電圧は、公称ブースト電圧以上になっている必要があります。HiperTFS-2 はスイッチングを開始し、ソフトスタート期間に移行します (t_{SS})。ソフトスタート期間中、最大デューティ サイクルが 30% で開始し、12 ms 期間を経て最大値に達します。ランプ デューティ サイクルは、起動時に出力の上昇スループートを制御することで、起動は最適化され、ソフトスタート終了後はコントロールループによってスムーズにレギュレーションまで達します。これにより、出力に大容量負荷がある時に、アプリケーション (通常、PC メイン アプリケーションで 20 ms 未満) で必要な期間内にメインが起動できます。

メイン コンバータによる **FEEDBACK (FB)** ピン動作の制御
FEEDBACK ピンは、メイン制御ループからの制御ループ フィードバックの入力です。通常動作時、FEEDBACK ピンはメイン コンバータのデューティ サイクル制御を実行するために使用されます。システム出力電圧が検出され、フィードバック電流に変換されます。メイン コンバータのデューティ サイクルは、より多くの電流が FEEDBACK ピンから流出すると減少し、約 2.1 mA でゼロのデューティ サイクルに達します。FEEDBACK ピンの公称電圧は約 3.5 V で維持されます。FEEDBACK ピンの内部ポールは、最適な制御ループ応答を促進するために約 12 kHz に設定されます。

メイン コンバータの最大デューティ サイクルは、LINE-SENSE ピンと RESET ピンの動作によって定義され、その値は LINE-SENSE ピンと RESET ピンのサイクル・バイ・サイクル状態に応じて動的に計算されます。

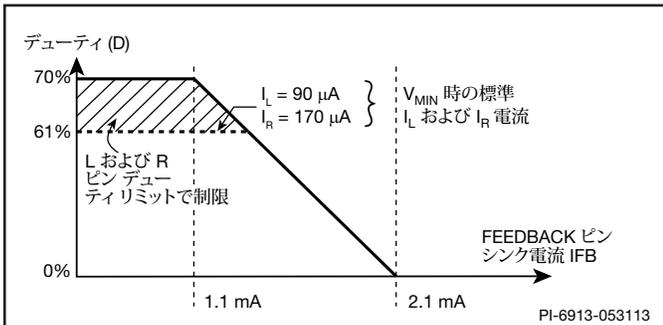


図 7. PWM デューティサイクルと制御電流。

メインコンバータのハイサイドドライブ
ハイサイドドライブの HIGH-SIDE MOSFET SOURCE (HS) ピンはフローティングしています。このデバイスは、ハイサイドメイン MOSFET 用のゲートドライブを駆動します。ローサイドメイン及びハイサイドメイン MOSFET のスイッチングは同時に行われます。ハイサイドドライブには、HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 供給ピンがあります。外部回路または内蔵電源は動作電流を供給し、HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンを備えています。ハイサイド動作電圧には 12 V ショットレギュレータが内蔵されています。ハイサイド MOSFET を駆動する際、デバイスは約 2.3 mA を消費します。

HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンには、低電圧ロックアウト スレッシュホールドがあり、電圧電源が安全なスレッシュホールドを下回った時のゲートドライブを回避します。電源投入時、HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンが 10.5 V 以上に充電されるまで、ハイサイドドライバはオフ状態のままです。ピンが 10.5 V 以上に充電されるとアクティブになります。ハイサイドドライバは最初、ローサイド待機補助電源 (約 12 V) の HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンに接続されたブートストラップ ダイオード、または内部の高電圧電流源のいずれかを介して充電されます。起動時、ハイサイド MOSFET はオフのままですが、ローサイド MOSFET は 60 ms の間オンになって、ハイサイド動作電圧の予備充電で 12 V に達するように動作します。この期間の後、ハイサイド動作電圧はブートストラップ ダイオードまたは内部電流源によって提供されます。

ハイサイドドライバが動作を開始すると、ローサイドデバイスからレベルシフトドライブ コマンドを受信します。これらのドライブ コマンドにより、ハイサイドメイン MOSFET のドライブが、ローサイドメイン MOSFET のドライブと同期してオン及びオフになります。

ハイサイドドライバには、過熱保護オンチップも搭載されていますが、ローサイドデバイスの過熱シャットダウン温度より上の温度に設定されています。したがって、ローサイド側の過熱保護が始めに作動します。

メイン コンバータの最大デューティ サイクル
LINE-SENSE ピン抵抗により、入力電圧は LINE-SENSE ピン電流に変換されます。RESET ピン抵抗により、リセット電圧は RESET ピン電流に変換されます。LINE-SENSE ピン電流と RESET ピン電流により、HiperTFS-2 はサイクル・バイ・サイクル・カレントリミットベースで最大デューティ サイクル エンベロップを決定できます。この機能により、トランスはサイクル・バイ・サイクルベースでリセットする十分な期間を取得できます。また、最大デューティ サイクルを制限してトランスがオンタイム期間中、磁束密度の増加を防ぐことで、1 サイクルトランス飽和から保護します。これら両方の機能により、メイントランスから最適な性能を得ることができます。デューティ サイクル リミットは製造時にトリミングされます。

LINE-SENSE ピンと RESET ピンは、次のメイン サイクルがオンになる直前にサンプリングされます。これは、サンプリングポイントにおけるリングングノイズなどの影響を防ぐために実施されます。LINE-SENSE ピンと RESET ピンへのハイインピーダンスのため、これらのピンへのノイズの混入を防ぐよう注意する必要があります (詳細については、「応用」セクションのレイアウト ガイドラインを参照)。

外部選択機能付きメイン内蔵カレントリミット
起動時、メイン及び待機電源コンバータそれぞれの内蔵カレントリミットを選択するために、FEEDBACK ピンと ENABLE ピンの両方が使用されます。検出期間は、デバイスの初回起動時、メインまたは待機電源用 MOSFET のスイッチング開始前になります。これは、ノイズ障害を最小限に抑えるために行います。

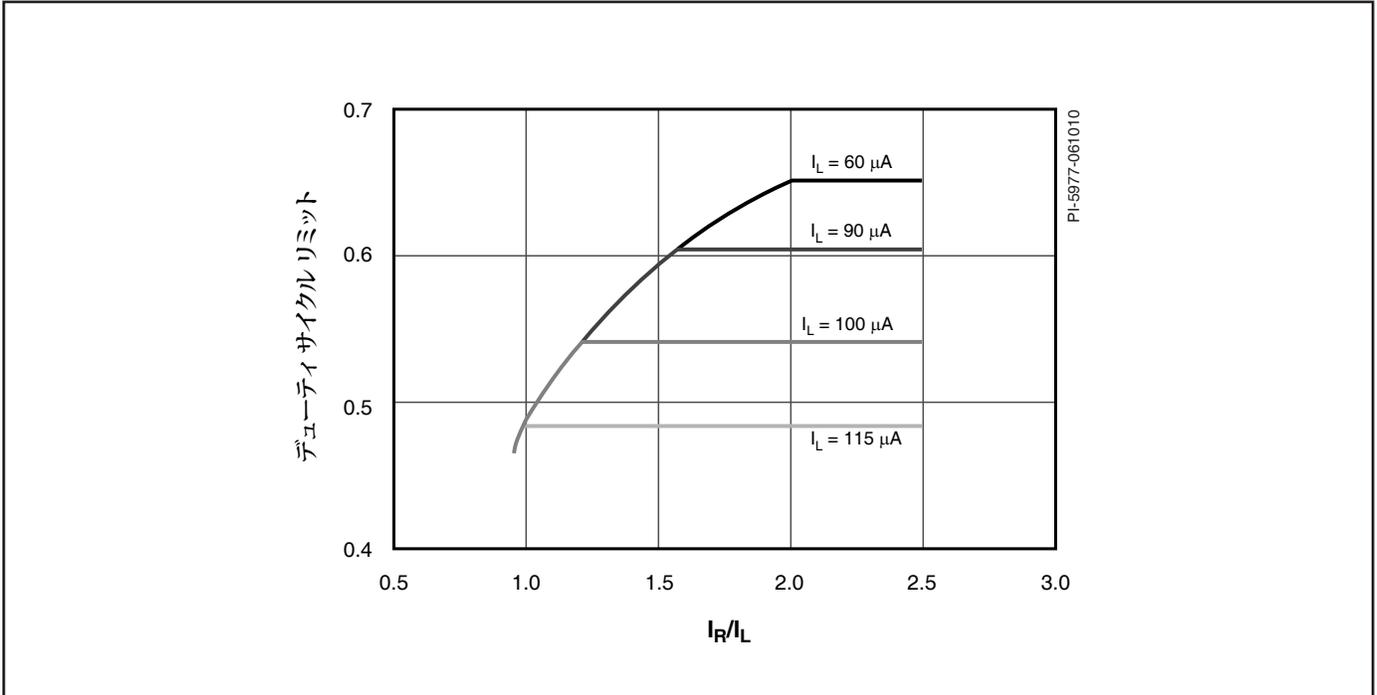


図 8. デューティ サイクル制限、及び L ピン電流に対する R ピン電流の比率。

抵抗 R_{FB} は BYPASS ピンから FEEDBACK ピンに接続されます。この抵抗により、電流が FEEDBACK ピンに流れます (この検出期間中、ピン電圧は約 1 V にクランプされます)。FEEDBACK ピンへの電流は抵抗値によって決まるため、入力電流 (及び間接的には抵抗値) は次の表に従って内部カレントリミットを選択します。

I_{FB} (スレッシュ ホールド)	I_{LIMIT} (メイン)			$R_{FB(SELECT)}$ (1%)	
0.0 - 5.1 μ A	L1	70%	mA	未実装	k Ω
5.1 - 11.9 μ A	L2	90%	mA	511.0	k Ω
11.9 - 23.8 μ A	L3	100%	mA	232.0	k Ω

テーブル 3. FEEDBACK ピンのメイン カレント リミットの選択。

メイン低入力電圧検知 (UV)

LINE-SENSE ピン抵抗は V_{IN} に接続され、 V_{IN} に比例して電流信号を供給します。LINE-SENSE ピン電圧はデバイスによって 1.2 V で維持されます。LINE-SENSE ピンの電流信号は、待機電源コンバータ及びメイン コンバータの両方の低電圧/過電圧スレッシュホールドをトリガーするために使用されます。LINE-SENSE ピン抵抗が 4 M Ω の場合、待機電源コンバータは、LINE-SENSE ピンの電流が ($I_{L(SB-UVON)}$) スレッシュホールド (公称約 100 V) を超えると動作を開始します。ただし、メインは、LINE-SENSE ピンの電流が ($I_{L(MA-UVON)}$) スレッシュホールド (4 MW で公称 336 V) を超えるまでオフ状態が維持されます。十分なマージンをとって意図しないトリガーを避けたり保持時間要件を満たしたりするために、メイン及び待機電源の低電圧オフ スレッシュホールド双方のヒステリシスがあります。メイン コンバータは、シャットダウンに近づくと、レギュレーションが悪化する可能性がありますので、留意して下さい。これは、動的なデューティ サイクル リミットが、低電圧入力でのレギュレーションに必要な値を下回るデューティ サイクルをクランプすることがあるためです。入力電圧が 215 V ($I_{L(MA-UVOFF)}$) スレッシュホールドを下回ると、メインはシャットダウンしますが、待機電源は動作を続行します。待機電源は、入力電圧が約 40 V ($I_{L(SB-UVON)}$) を下回るとオフになります。

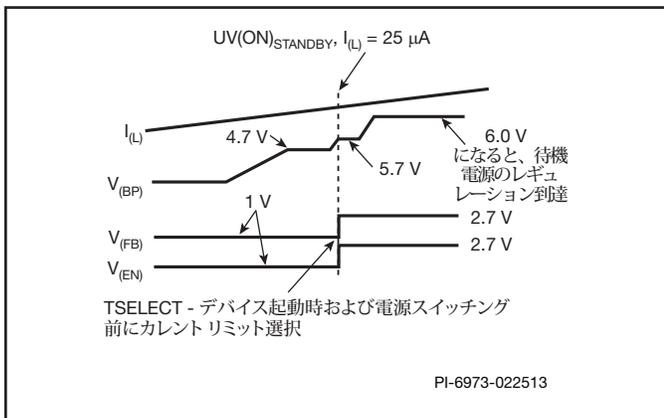


図 9. カレント リミットの選択。

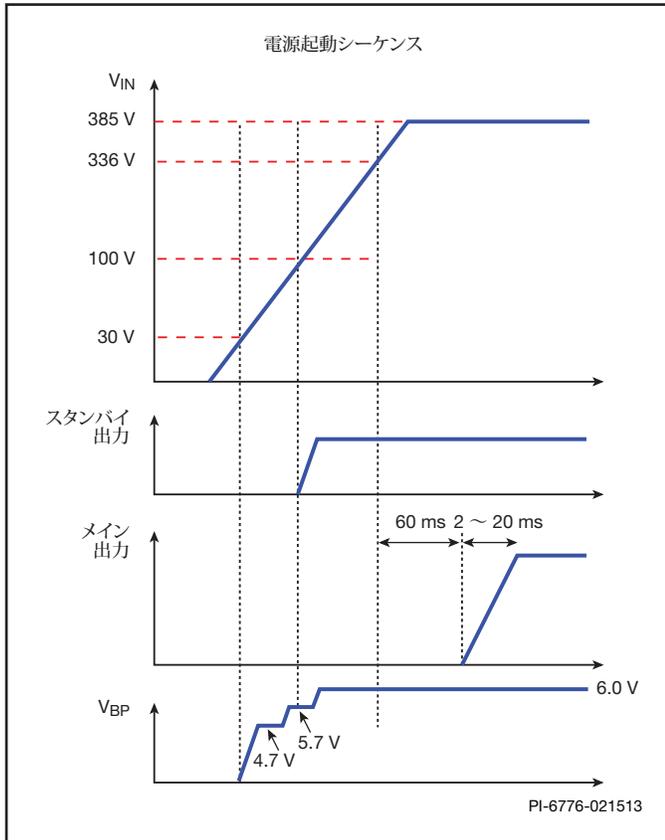


図 10. メイン及び待機電源の起動。

メインコンバータのリセット過電圧検出

RESET ピンには過電圧検出機能があります。トリガーされると、RESET 過電圧により、メインコンバータのみがシャットダウンし、待機電源は動作し続けます。

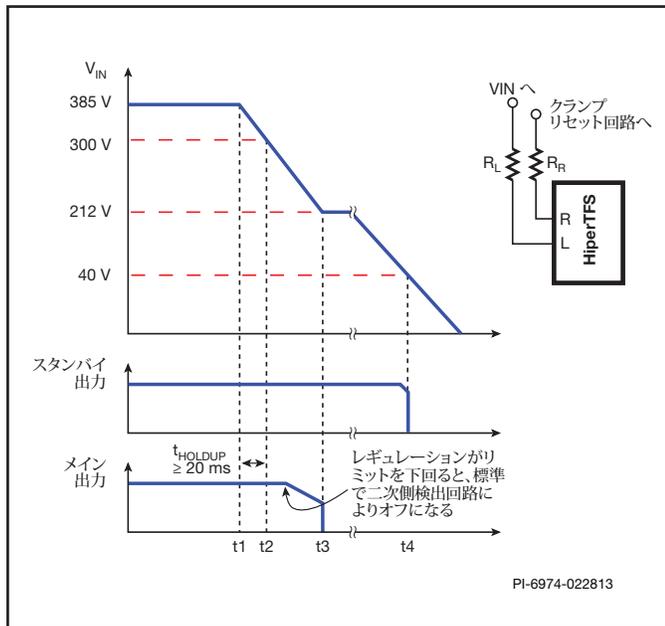


図 11. L 及び R ピンのデューティ制限モード。

待機電源の一般的なご紹介

待機電源 (通常はフライバック コンバータ) は幅広い電源で、広範な入力範囲 (85-265 VAC) で動作し、最大 20 W の連続出力が可能です。待機電源は、非常に大量の電力が必要な用途向けに 2 つの機能を提供します。直接二次出力を提供しますが、バイアス電源として他の一次側デバイスに提供します (特に標準的な PFC ブーストコンバータ)。

HiperTFS-2 待機電源には、オートリスタート、過熱保護、マルチレベルのカレントリミット ON/OFF 制御など、TinySwitch-III の機能の大半が搭載されています。HiperTFS-2 待機電源コントローラには、TinySwitch-III とは異なる点がいくつかあります。

1. ENABLE ピンで選択する 4 つのカレントリミットがあります (TinySwitch-III のように、さまざまな BYPASS ピンコンデンサを使用する方法とは異なります)。10、12.5、15、及び 20 W の二次側待機出力電力用に設計された、ユーザーによる選択が可能な 4 つのカレントリミット、500、550、650、750 mA があります。
2. 二次側 OVP ラッチ停止。これは、電流が BYPASS ピンラッチ停止スレッショールド ($I_{BP(SD)} = 15 \text{ mA}$) を超過した時にトリガーされます。
3. 入力電圧検出専用の LINE-SENSE ピンにより、絶対 UV スレッショールドと OV ON/OFF スレッショールドを提供 (リスタート時のみに入力電力を検出する TinySwitch-4 とは異なります)。UV(ON) スレッショールドの精度も向上しました。
4. カレントリミットは、入力電圧に対する過負荷特性を一定に保つために、入力電圧に応じて補正されます。

ハイパワーシステムの場合、待機電源は最初に動作を開始します。メインコンバータは、待機電源が動作を始めるまで動作できません。同様に、メインコンバータは待機電源よりも電圧が高くなるとシャットダウンするため、待機電源は常に最後にシャットダウンする電源になります。

外部選択機能付き待機電源内蔵カレントリミット

起動時、メイン及び待機電源コンバータそれぞれの内蔵カレントリミットを選択するために、FEEDBACK ピンと ENABLE ピンの両方が使用されます。検出期間は、デバイスの初回起動時 (BYPASS ピン電圧が 4.7 V に達した直後)、メインまたは待機電源用 MOSFET のスイッチング開始前になります。これは、ノイズ障害を最小限に抑えるために行います。

I EN (スレッショ ールド)	I _{LIMIT} (待機電源)			R EN (選択 (1%))	
	L1	L2	L3	未実装	kΩ
0 - 5 μA	500	550	650		
5 - 12 μA		650	750	511	kΩ
12 - 24 μA				232	kΩ
24 - 48 μA				107	kΩ

テーブル 4. ENABLE ピンの待機電源カレントリミットの選択。

ENABLE ピンは、FEEDBACK ピン選択と同様に機能します。ENABLE ピンは、選択時、検出期間時に 1 V にクランプされます。したがって、選択抵抗値は ENABLE ピン及び FEEDBACK ピンの場合と同じです。ENABLE ピン内蔵カレント選択は、上記の表に従って選択されます。

BYPASS ピンが 4.7 V に達すると、FEEDBACK ピンおよび ENABLE ピンのカレントリミットを検出します。短い検出期間が完了すると、BYPASS ピンは最大 5.7 V に達し、FEEDBACK ピンはその公称電圧 3.5 V に制御することができます。

待機電源回路のカレントリミット入力電圧補正により、出力過負荷電力を一定へ

多くの電源の場合、電源の電力出力容量は、入力電圧が増えると大幅に増加します。そのため、ほとんどの電源は、より高い入力電力で動作している時に（より低い入力電圧での動作時に比べて）、はるかに多くの電力（最大 30 ~ 40% 多い電力）が過負荷故障時に出力されてしまいます。多くのデバイスの仕様では、出力過負荷電力容量をより厳密に管理することが求められているため、結果的に回路制約が生じることがあります。

HiperTFS-2 の場合、待機電源カレントリミットは、実質的に同じ最大過負荷電力容量を提供するように、入力電圧に応じて調整されます。入力電圧は LINE-SENSE ピンカレントを介して検出され、デバイスの内部待機電源カレントリミットはサイクル・バイ・サイクル・ベースで調整されます。つまり、HiperTFS-2 待機電源は、低電圧時の場合と同様に高電圧時でも、約 5% の電力増加で済みます。この機能によって、はるかに安全な設計が実現します。

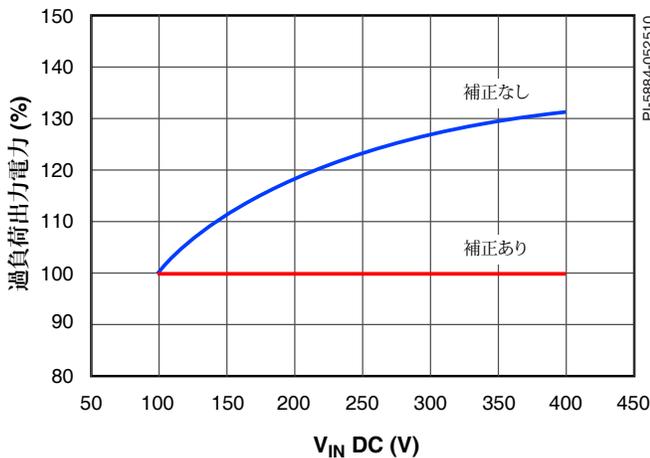


図 12. 補正型 (TFS-2) 待機電源と一般的な非補正型待機電源の出力過負荷電力を示す。

待機電源低入力電圧検知 (UV)

LINE-SENSE ピン抵抗は V_{IN} に接続され、 V_{IN} に比例して電流信号を供給します。LINE-SENSE ピン電圧はデバイスによって 1.2 V で維持されます。LINE-SENSE ピンの電流信号は、待機電源コンバータ及びメインコンバータの両方の低電圧/過電圧スレッシュホールドをトリガーするために使用されます。LINE-SENSE ピン抵抗が 4 M Ω の場合、待機電源は約 100 V で動作を開始します ($I_{L(SB-UVON)}$ による定義どおり)。入力電圧が 100 V を下回った時にレギュレーションが失われると、待機電源はシャットダウンします。ただし、この入力電圧が約 40 V ($I_{L(SB-UVOFF)}$ による定義) を下回ると、待機電源は強制的にシャットダウンされます。

メイン及び待機電源発振器及びスイッチング周波数

待機電源コンバータは周波数 132 kHz で動作します。66 kHz モード時、メインコンバータはその周波数のちょうど半分で動作します。2つのコンバータには両方とも、共通の周波数ジッタープロファイルがあり、4 ms ジッター期間中、メインのスイッチング周波数は ± 4 kHz 変動します(待機電源のジッター周波数範囲 ± 8 の 2 倍)。周波数ジッターにより、擬似ピークとアベレージモード EMI 放射が低減します。

HiperTFS-2 メインスイッチング周波数は起動時、BYPASS ピンコンデンサの値に応じて 66 kHz または 132 kHz が選択されます。

HiperTFS-2 が 66 kHz で動作している場合、メインコンバータがマスターで待機電源がスレープである衝突回避制御があり、これにより、メイン及び待機電源のスイッチングが完全に同時 ON することが回避されます。最も一般的な状態は、ほぼ 50% のデューティサイクルになります。メイン(マスター)が切り替わろうとすると(オフになる)、待機電源(スレープ)は短時間(200 ns)待機してから、次のサイクルを開始します。待機電源はスレープとして使用されます。これは、HiperTFS-2 待機電源の ON/OFF 制御が、メインコンバータのリニア制御ループに比べて、突発的な遅延が発生しても影響を受けにくいからです。待機電源とメインの両方が 132 kHz で動作している場合、この衝突回避は不要です。

待機電源及びメインの過熱保護

HiperTFS-2 は過熱保護機能 (OTP) を搭載して自身を保護します。この自動復帰タイプ過熱保護機能により、デバイスは過熱保護から自動的に回復できます。過熱保護機能は約 118 °C のダイ温度でトリガされ、平均デバイス温度が安全レベル内に維持されるように高ヒステリシスを備えています。適切に設計されたシステムの場合、HiperTFS-2 過熱保護機能は通常動作時にはトリガされず、異常や故障状態から保護する安全機能として備わっています。

BYPASS (BP) ピンの動作

BYPASS (BP) ピンは、HiperTFS-2 デバイス全体の電源供給ピンです。BYPASS ピンは、STANDBY DRAIN パワー MOSFET を介して高電圧電流源に内部接続されています。この高電圧電流源は初期起動中、BYPASS ピンを 4.7 V に充電します。BYPASS ピンは 4.7 V に達すると、メイン及び待機電源カレントリミットの選択(それぞれ、FEEDBACK ピン抵抗と ENABLE ピン抵抗)を確認します。この選択は非常に短い時間で終わり、その後、BYPASS ピンは 5.7 V に達するまで充電され続けます。この充電中、BYPASS ピンコンデンサの値が検出されます。この値によって、周波数の選択終了時にメインスイッチング周波数 (1 μ F = 66 kHz) 及び (10 μ F = 132 kHz) が選ばれ、待機電源が動作を開始できるようになります。TinySwitch-4 と同様に、高電圧電流源は、5.7 V を下回ると BYPASS ピンに充電し続けます。ただし、ほとんどの通常の用途では、抵抗 (通常、7.5 k Ω) は一次バイアス (12 V) から BYPASS ピンに接続されています。この抵抗により、BYPASS ピンに動作電流が提供され、高電圧電流源から電流を引く必要がなくなります。TinySwitch のように、BYPASS ピンにはシャントレギュレータが内蔵あり、BYPASS ピン電圧が外部で 5.7 V を超えると動作します。BYPASS ピンのシャント電流は次の 2 つの機能で使用されます。

1. まず、メイン リモート ON の 4 mA スレッシュホールド ($I_{BP(ON)}$)。BYPASS ピン電流がこのスレッシュホールドを超えると、メインコンバータが動作します。
2. 次に、待機電源二次側 OVP ラッチオフの 15 mA スレッシュホールド ($I_{BP(SD)}$)。BYPASS ピン電流がこのスレッシュホールドを超えると、待機電源コンバータとメイン コンバータがラッチオフになります。このラッチは、入力電圧が低入力電圧スレッシュホールド ($I_{L(SB-UVOFF)}$) を下回るか、BYPASS ピンを 4.7 V より下に放電するとリセットできます。

メイン及び待機電源入力過電圧検知 (OV)

過電圧スレッシュホールドはデバイスに搭載されており、過電圧時のデバイスを動作停止させる場合に使用できます (追加の外部信号ツェナーとともに使用)。過電圧スレッシュホールドは、昇圧 PFC オーバーシュート状態の間、誤ったトリガを防げるよう十分に高く設定されています。過電圧状態がトリガされると、メイン及び待機電源の両方が同時にシャットダウンされます。過電圧スレッシュホールドとは別に過電圧スレッシュホールドをプログラミングするため、過電圧機能は外付け部品 (回路) と併用するようになっています (詳細については、「応用」セクションを参照)。

ハイパワー eSIP パッケージ

HiperTFS-2 パッケージは、デバイスの物理的サイズを最小限に抑えると同時に、熱抵抗を低く抑え、ピンの空間距離を十分に確保します。パッケージには、12 個の機能ピン、及び高電圧ピン間のスペースを空けるために取り外す 4 個のピンがあります。ローサイドの 2 スイッチ フォワード及びフライバック MOSFET には、パッケージ背面の露出パッドに対する 1°C/W 未満の熱抵抗があります。このパッドは SOURCE ピン (ソース) の基準になるため、電気グランド電位に接しており、電気的絶縁を行うことなくヒートシンクに接続できます。ハイサイド MOSFET は電気的絶縁を満足するためにオーバーモールドされ、ヒートシンクへの直接接続が可能になります。

設計、組み立て、レイアウトに関する考慮事項

出力電力テーブル

データシートの電力テーブル (テーブル 1, 1 ページ) は、次の条件に基づく最大推奨連続電力 (熱的に制限) を示しています。

1. +12 V 出力の PC メイン及び +12 V 待機電源。
2. 公称電圧 385 VDC、最小 300 VDC のメインの制御 DC 入力。
3. メイン及び待機電源を組み合わせた HiperTFS-2 の最大負荷時の効率 87%。
4. ショットキー高効率ダイオードの使用。
5. 待機電源 115 VDC ~ 385 VDC の DC 入力。
6. 十分なヒートシンクとファン冷却により、ヒートシンク温度を 95 °C 以下に維持。
7. 公称デューティ係数 45% で設計されたトランス。

HiperTFS-2 の選択

最適な HiperTFS-2 の選択は、連続出力電力、ピーク電力、熱管理、(ヒートシンク)、及び最大周囲動作温度によります。OEM アプリケーションでは通常、50 °C の最大周囲温度を指定し、クローン PC 電源では通常、25 °C の周囲温度を指定します。大型デバイスを使用し、デバイスのカレントリミットを低減することで、効率をさらに高めることができます。メイン及び待機電源のデバイスカレントリミットをプログラミングすることで、どのデバイスでも最大出力電力をカスタマイズできます。

メインコンバータの周波数の選択

単一の出力アプリケーションの場合、メイントランスと出力チョークのサイズとコストを軽減するため、メインコンバータには 132 kHz

動作を推奨します。最適化されたトランス設計により、効率は 66 kHz 設計の効率に匹敵できます。マルチ出力設計の場合、出力の電圧精度を向上させるために、66 kHz 動作を推奨します。

保持時間

入力コンデンサは、指定の最小保持時間を確実に満たすための重要な部品です。フォワードコンバータの公称デューティサイクルの適切な設計、十分な一次巻線クランプ電圧も、メイントランスの十分な磁気リセットを得る上で必要不可欠です。PIXI (PI Expert 設計スプレッドシート) はこれらの値を計算したり、AN-51 の式を参照したりすることができます。

ハイサイドドライバのバイアスサポート

HiperTFS-2 のハイサイド MOSFET ドライバは、高電圧電流源によって内部でバイアスがかかります。66 kHz 動作の場合、外付けバイアス回路は不要です。内部バイアスを使用する場合は、C1 で 4.7 µF を使用します。66 kHz 動作の外付けバイアスサポートにより、メインコンバータの軽負荷時の効率が向上することがあります。

132 kHz 動作には外付けバイアスが必要です。(図 13 の D1、R1、及び C2)。外付けバイアスは、待機電源のローサイド一次バイアス (V_{AUX}) の超高速ブートストラップダイオード (D1) から給電され、通常、待機電源コンバータで無負荷時に最小 15 V を維持して、ハイサイドドライバに必要な 12 V バイアスを保証します。外付けバイアスを使用する場合は、0.1 µF VDDH バイパスコンデンサ (C1) を使用します。66 kHz の場合、R1 の値は 132 kHz 動作の時とは異なります。

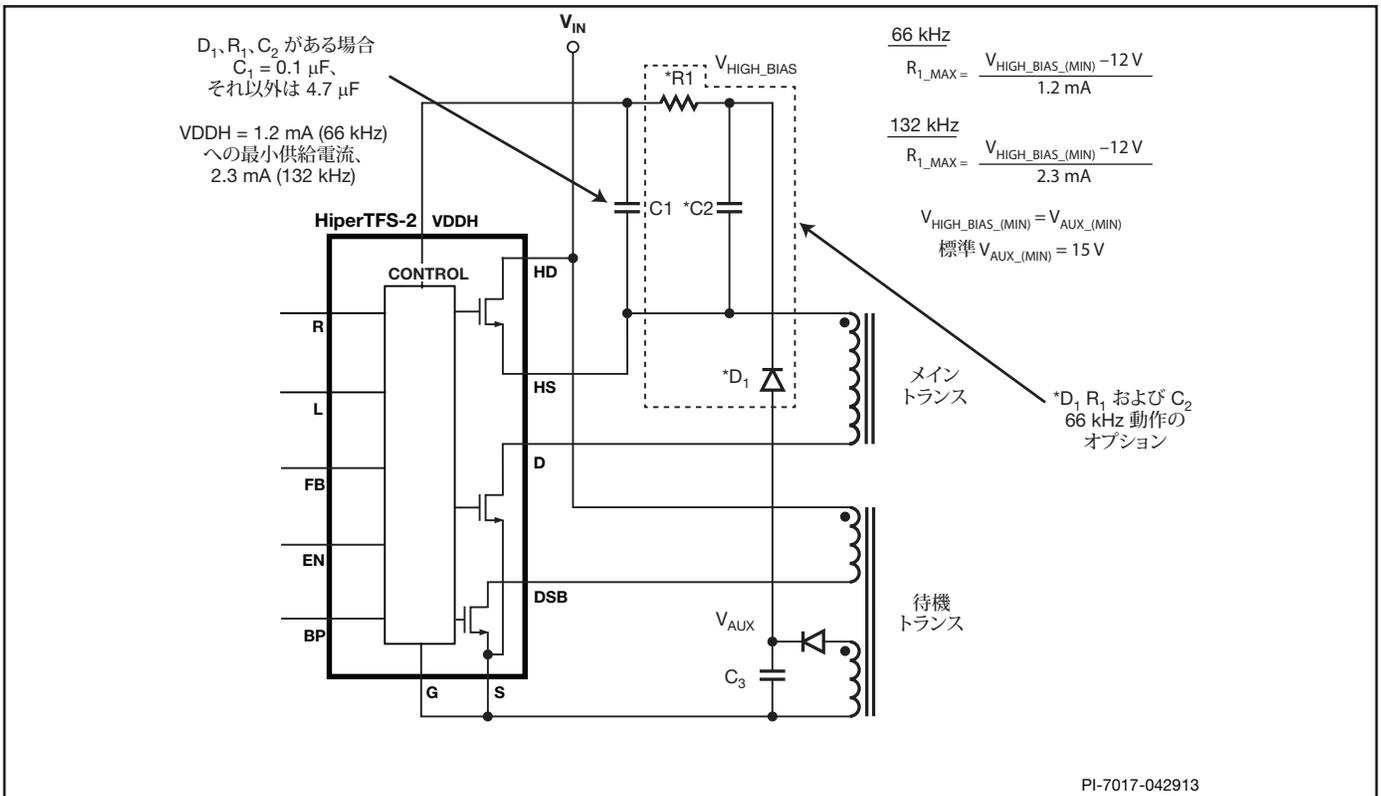


図 13. VDDH 及び部品の計算のためのブートストラップ供給。通常の V_{AUX_MIN} は 17 V です。通常の値は 132 kHz の動作で 1 kΩ になり、バイアスサポート回路が 66 kHz で使用されている場合、2 kΩ になります。

一次バイアス サポート

待機電源コンバータは最小 15 V のローサイド バイアス出力を提供します。これは、内部高電圧電流源がアクティブになるのを防ぐ目的で、HiperTFS-2 の BYPASS ピンを抵抗を介してバイアスするために使用されます。ローサイド バイアス出力 (V_{AUX}) も、リモート ON/OFF 制御回路及び回路をトリガする出力 OVP ラッチのソースです。この出力は最小 20 mA、及び他の一次側回路 (PFC コントローラなど) からの追加の負荷を供給できる必要があります。一次 V_{AUX} フィルタ コンデンサは、起動時及び待機出力負荷供給時に V_{AUX} を保持するため、少なくとも 330 μF である必要があります。

ソフトスタート

フォワード コンバータは通常、起動時の出力オーバーシュートを防ぐため、メインコンバータ フィードバック ループのソフトスタート回路が必要です。このソフトスタート回路は、出力が上昇している時にフィードバックループを閉じます。ただし、このソフトスタート回路自体は、出力が立ち上がる際に小さなスパイクノイズが発生することがあるため、出力電圧の単調な上昇ができない可能性があります。この問題を防ぐため、メインコンバータ フィードバックループのソフトスタートは、HiperTFS-2 内部ソフトスタートとともに動作させる必要があります。HiperTFS-2 メイン コンバータには、2つのソフトスタート メカニズムが内蔵されています。カレントリミット、及びデューティ サイクル リミットがあり、30% で起動し、12 ms の間、78% まで開きます。フィードバックループのソフトスタート (図 16 の R11 と C5) はフィードバックループを閉じる必要があります (フォトカプラは動作を開始する必要があります)、HiperTFS-2 がまだカレントリミット起動段階にある時に出力を制御する必要があります。

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 EMI のアベレージ モード及び疑似ピーク測定値を下げる方法として、小範囲でスイッチング周波数を変調することです。これは特に、サンプリングバンド幅が狭い平均動作モードで有益です。変調率は通常 250 Hz で、EMI を下げるには十分高いですが、出力リップルへの効果は最小限であり、低いです (制御ループにより拒否)。

トランスの設計

トランスは、公称入力電圧及び最大出力電力での連続動作時、最大 2900 ガウスの AC p-p 磁束密度、及び過渡時の最大ピーク/ピーク磁束密度 4000 ガウス以下に設計することを推奨します。巻線比は、385 VDC 入力時 45% の公称デューティ係数用に選択する必要があります。これにより、保持時間の終わりには、スイッチング RMS 電流、出力ダイオードの電圧定格、及び最小入力電圧間のバランスが最適になります。

リーケージインダクタンス エネルギーは部分的にリサイクルされますが、サンドイッチ構造 (たとえば、一次側、二次側の分割は直列接続の一次側の分割部分に挟まれる) を推奨します。

最適なメイン及び待機電源トランス設計については、AN-51 を参照し、PIXI スプレッドシートを使用してください。10 A を超える出力の場合は、ホイールを使用した二次巻線を推奨します。

一次側クランプ 回路

図 2 に、2つの一次側クランプ回路を示します。バス電圧に対するクランプは効率を高める一方で、グラウンドに対するクランプはレギュレーションを下げて入力電圧を低減し、保持時間を延長したり、より小さい入力整流コンデンサの使用を可能にします。HiperTFS-2 スプレッドシートにより、いずれかの回路を選択できます。

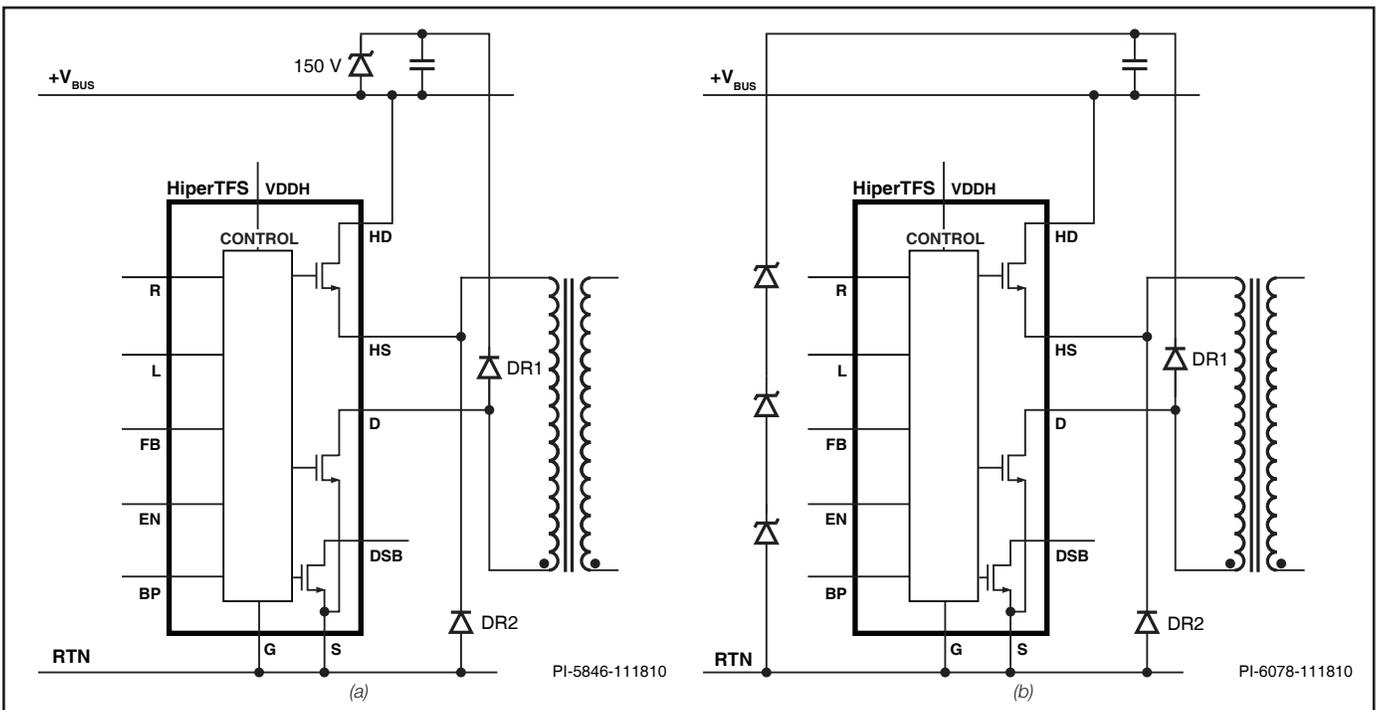


図 14. 2つの一次側クランプ回路、(a) バス電圧に対するクランプ (高効率) 及び (b) グラウンドに対するクランプ (出力を有効にしてレギュレーションを維持し、入力電圧を下げます)。

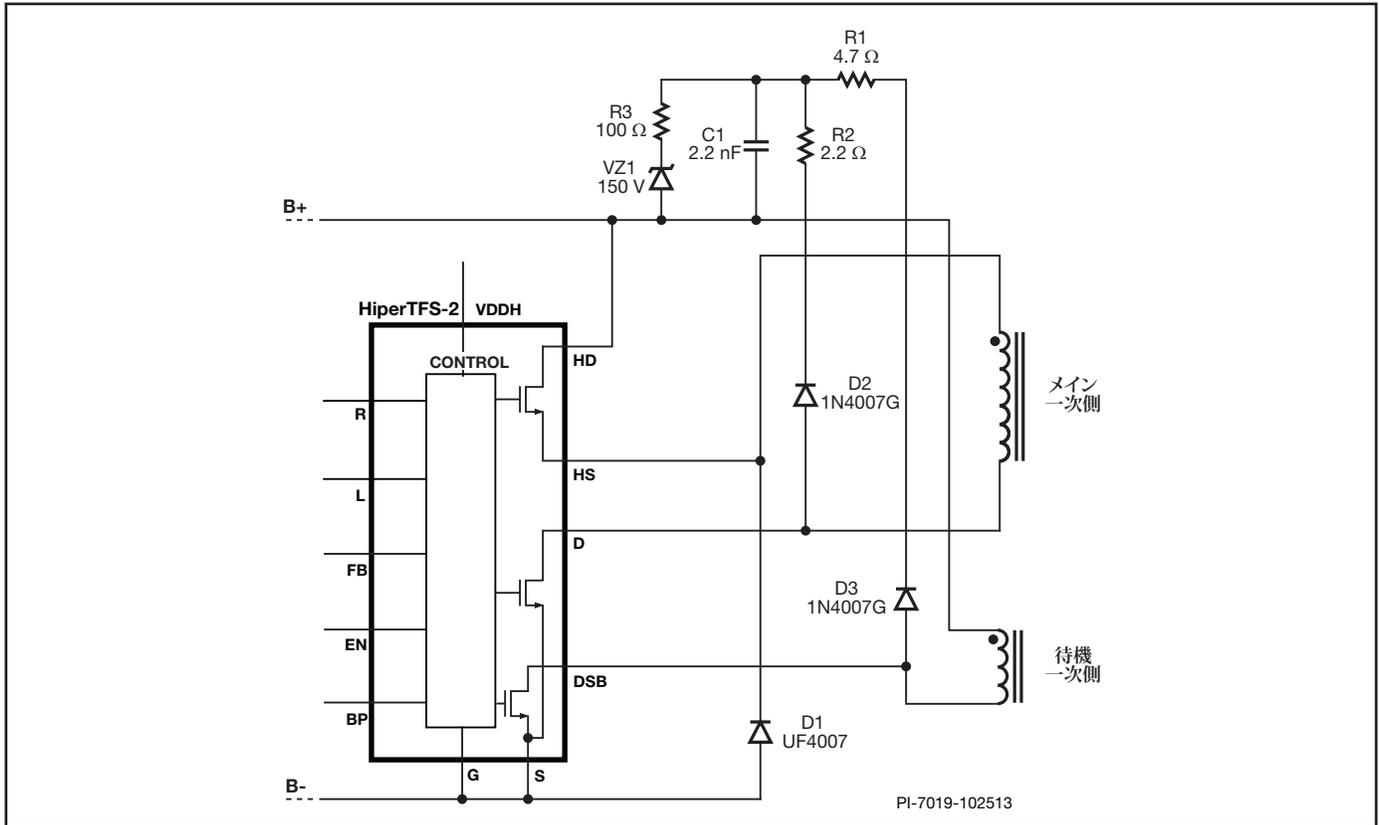


図 15. バス電圧に対するクランプ回路の推奨回路定数。これらは全ての電力の範囲及び 66 kHz と 32 kHz の両方で機能します。CR2 及び CR3 に標準リカバリーダイオードを使用すると、漏れインダクタンス エネルギーの部分的なりサイクルが可能になり効率が上がります。R1 及び R2 は、ピーク逆電流を制限し、高周波を抑え、R3 は、VZ1 がハード クランプとしてではなく "ブリード" として作動することを可能にし、効率を上げます。

出力チョーク

鉄粉 (低コスト) またはセンダスト ("Kool-Mu", より効率が低い) コア材料の使用を推奨します。鉄粉またはセンダスト コアのインダクタンスは、負荷によって大きく変動します。軽負荷時、インダクタンスは最大負荷時よりはるかに高くなるため、フォワード コンバータは非常に軽負荷になるまで連続動作モード (CCM) を継続できません。

複数の出力の場合、インダクタの巻線比はメイン トランス二次側と同じである必要があります。トロイダルコア全体にワイヤーを均等に巻き付けると、結合とクロスレギュレーションが改善します。

出力コンデンサ

フォワード コンバータの出力コンデンサでは、高い AC リップル電流は見られません。非常に低い ESR コンデンサは必要ありません。ただし、コンデンサの ESR は、出力リップル電圧 (後段フィルタが使用されていない場合) または高速負荷過渡応答に直接影響を及ぼします。容量は、中間速度の負荷過渡応答に影響します。ポリマー (固体電解質) コンデンサは不要ですが、小型に対応する場合、出力コンデンサ用に使用できます。ただし、容量が小さい場合、ループの安定化と過渡応答用に十分な容量を維持するために、追加の低コスト (安価な ESR) 電解コンデンサが同時に必要になることがあります。

待機モード時の消費電力

待機電源コンバータの軽負荷時の効率を改善するには、7.5 kΩ バイアス抵抗を V_{AUX} から BYPASS に接続する必要があります。これにより、BYPASS ピンへ電力を供給する内部高電圧電流源をオフにできます。

ヒートシンク

HiperTFS-2 パッケージは eSIP-16F です。ローサイドのメイン MOSFET 及び待機電源 MOSFET のヒート シンクに低熱抵抗パスを可能とする金属製露出パッドがあります。また、パッケージ背面には、オーバーモールドされ、電気的に絶縁されており、ヒートシンクと内部ハイサイド メイン MOSFET 間を絶縁します。デバイス背面のヒートシンク温度は、十分な温度マージンを設けて過熱シャットダウンが作動するのを避けるために、95 °C を超過しないようにする必要があります。デバイスには、絶縁パッド (SIL パッド) は必要ありません。Power Integrations の Web サイト「プラスチック及び金属製クリップを用いて実装する」を参照してください。クリップして、20N のクランプ力をかけます (最小 15N、最大 50N)。最適な熱特性を達成するには、熱低減用化合物が必要です。

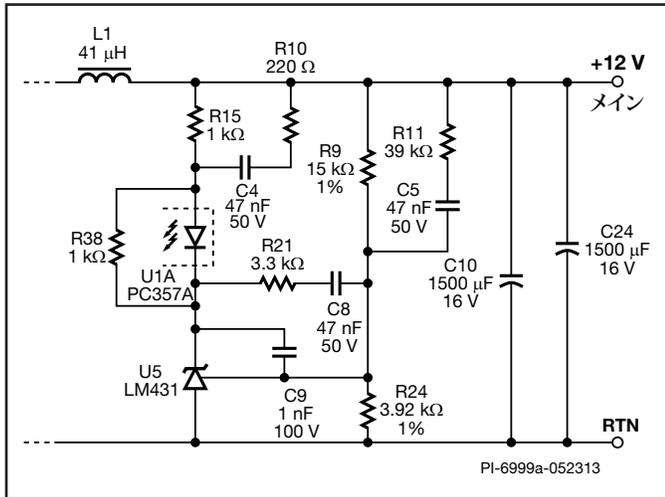


図 16. LM431 フィードバック ループ部品。

フィードバック ループ設計

HiperTFS-II は、電圧モード コントローラです。メイン フォワード コンバータ回路 フィードバック ループの極とゼロは次のとおりです。

- 出力 LC フィルタ二極 – 通常 800 Hz、やや不足減衰。
- 出力コンデンサ ESR ゼロ – 通常 3-5 kHz。
- フォトカプラ及び FEEDBACK ピン システム極 – 通常 8-12 kHz。(HiperTFS-2 には、フォトカプラ帯域幅を向上させるための低インピーダンス FEEDBACK ピンがある)

図 16 を参照してください。補正には以下が含まれる必要があります。

- 原点の極 (定常エラーを最小限にするための積分器)。これは C9 によって決定されます。
- LC 二極位置近くのゼロ。これは、C8 と共に R21 によって決定されます。
- クロスオーバー周波数近くに集中したフェーズ ブースト回路 – R10 と C4 で実行。これにより、フェーズ マージンが向上し、クロスオーバー周波数が増加します。

上記の補正、及び低 ESR 電解コンデンサの使用により、7-9 kHz のゲイン クロスオーバー周波数、55° 超のゲイン マージンが達成可能です。

抵抗 R11 と C5 はソフトスタート用です。ゲイン フェーズ特性にはあまり影響しません。

抵抗 R15 は、TL431 が完全に「ON」か飽和状態の場合 (カソード上で 2.5 V)、約 10 mA を供給する値にする必要があります。また、これは周波数範囲全体に影響を及ぼす全体的なゲイン設定抵抗でもあります。フェーズ ブースト ネットワーク (R10 + C4) と共に、メイン高周波数ゲイン設定部品になります。

抵抗 R38 は、LM431 用に最小バイアス電流を送ります。コンデンサ C9 は非常に高い周波数で LM431 ゲインを低下させます。

過電圧保護

15 mA 以上を BYPASS ピンに給電して両方のコンバータのラッチ シャットオフを引き起こすことで、過電圧保護回路を動作させることができます。リセットするには、BYPASS ピン電圧を 4.8 V 未満に下げる必要があります。

レイアウトに関する考慮事項

SOURCE ピンと GROUND ピン

SOURCE ピンと GROUND ピンを共に PCB に接続します。高電流の配線 (整流コンデンサからなど) はすべて SOURCE ピンにつなげる必要があります。すべての小型信号配線及び低電圧バイパスコンデンサを GROUND ピンに接続する必要があります。図 17 を参照してください。このルールが守れない場合、問題の接続を SOURCE ピンまたは GROUND ピンの非常に近くで行う必要があります。

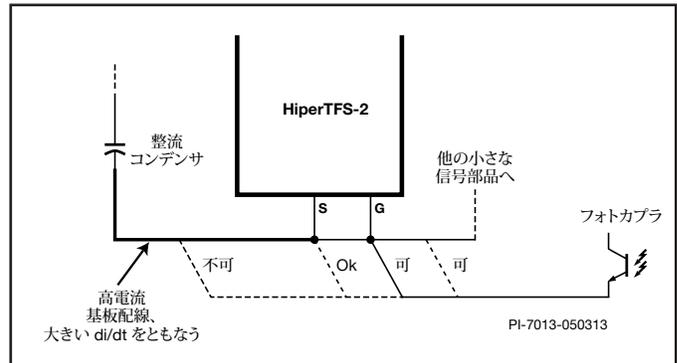


図 17. 整流コンデンサから SOURCE ピンへの PCB 線は、大きな di/dt の電流成分を含んでいます。小信号グラウンドラインを接続しないでください (小信号バイパスコンデンサやフォトカプラなど)。

バイパス コンデンサ

BYPASS ピンと ENABLE ピンのバイパス コンデンサは、短い配線で GROUND ピンに接続する必要があります。同様に、VDDH バイパス コンデンサは短い配線で HIGH-SIDE SOURCE ピンに接続する必要があります。

HiperTFS-2 と PFC MOSFET の一次側リターン (B-) の配線

HiperTFS-2 が HiperPFS や他の PFC MOSFET とヒート シンクを共有する場合、PFC ダイオード逆回復に関連した非常に高い di/dt のため、ノイズ結合が生じて誤作動を起こす可能性があります。HiperTFS-2 背面の金属部分は SOURCE ピンに内部接続されているため、ヒート シンクは SOURCE ピン電位の位置になります。ヒート シンクを電流を流すために使用しないでください。HiperTFS-2 には、SOURCE ピンから整流コンデンサ B- ピンへの専用 PCB 配線が必要です。HiperPFS (または PFC MOSFET ソース) には、整流コンデンサ B- ピンへの個別の PCB 配線が必要です。整流コンデンサはなるべく HiperPFS と HiperTFS-2 の間に配置します。ヒート シンクは PFC SOURCE ピンへの一点接続が必要であり、ピンは PFC MOSFET にできるだけ近い必要があります。PFC の di/dt がより高いため、整流コンデンサは HiperTFS-2 よりも PFC に近い必要があります。図 18 を参照してください。

待機電源一次バイアス (V_{AUX}) コンデンサのグラウンド配線
一次 V_{AUX} 出力フィルタ コンデンサのマイナス端子は整流コンデンサ B- 端子に配線する必要があります。これは、共通モードサージ及び ESD の間に流れる大きいノイズ電流が HiperTFS-2 小型信号 PCB グラウンド配線に流れて、グラウンド バウンスの問題を引き起こすのを防ぐためです。

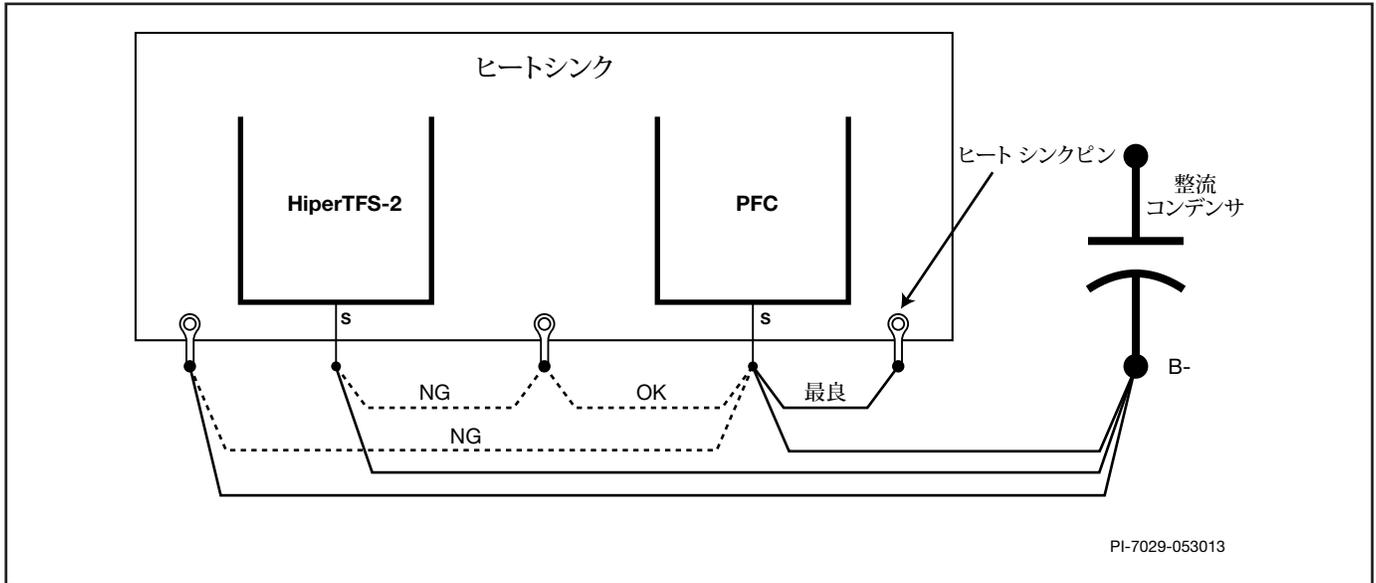


図 18. 適切なヒートシンク、TFS-2、及び整流コンデンサへの PFC 接続は、干渉を防ぐのに必須です。PFC 及び HiperTFS-2 の両方で、整流コンデンサ B- への専用のリターン配線が必要になります。整流コンデンサは、できれば PFC 及び HiperTFS-2 の間に設置します。

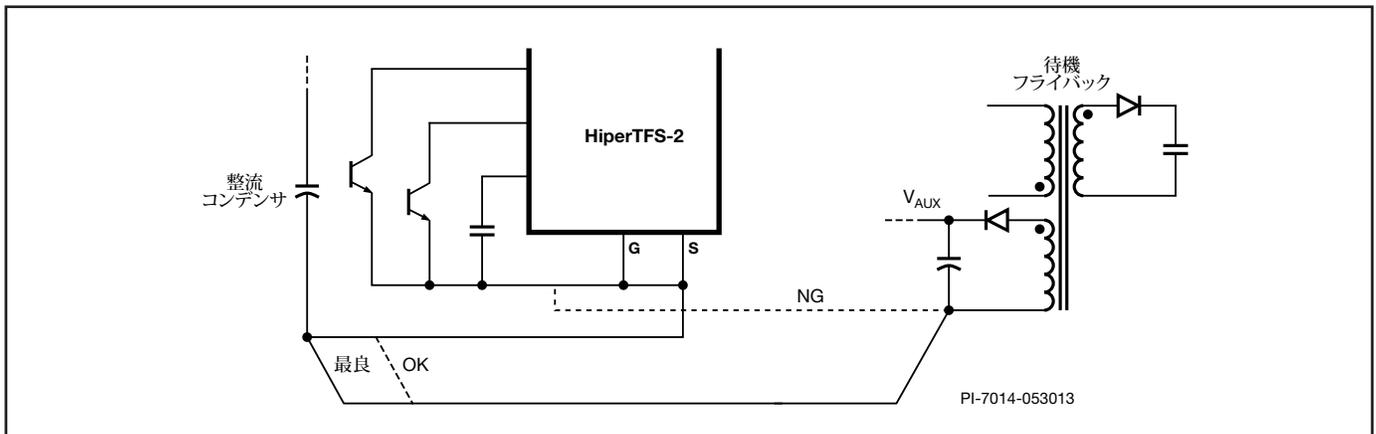


図 19. V_{AUX} コンデンサの (-) 端子は、グラウンド配線ではなく、整流コンデンサの B- に接続される必要があります。これにより、フライバックトランスの一次、二次間容量を流れるコンデンサの変位電流により、雷サージ及び ESD 耐性を改善できます。

Y コンデンサの接続

絶縁バリアを越えて接続された安全規格 Y クラス コンデンサは、整流コンデンサのプラス端子に直接配線します。なるべく B- では無く B+ に配線することで、サージ及び ESD 電流を HiperTFS-2 小型信号部品と PCB 配線から迂回させます。図 20 を参照してください。

これにより、サージ及び ESD 耐性も向上します。Y コンデンサの二次側は、メイントランスの二次側リターンピンに接続する必要があります。これにより、コモンモードスイッチングノイズから来る出力リップルのメインコンバータスイッチングエッジと同期した「スパイク」のノイズレベルが軽減されます。図 21 を参照してください。

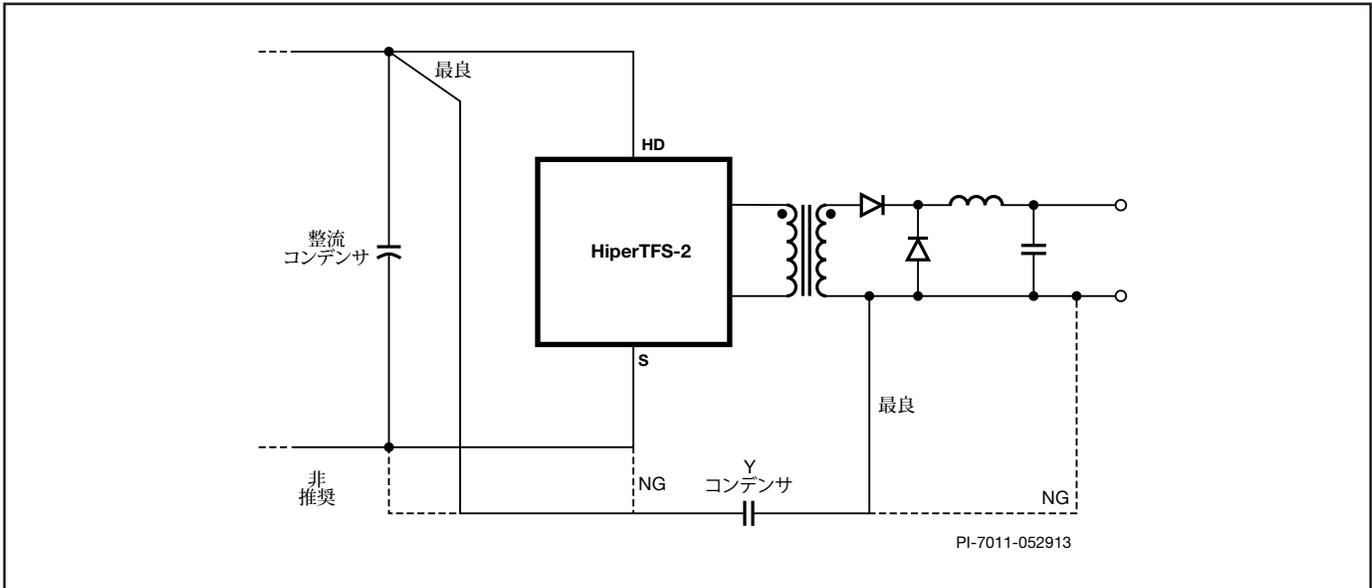


図 20. サージ、ESD 耐性及び出力リップル高周波ノイズを改善するために推奨される Y コンデンサ接続。

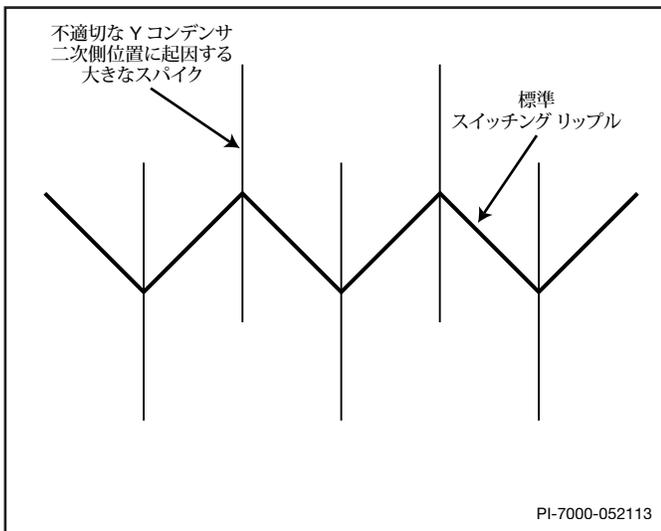


図 21. 大きなスパイクを表示する出力リップル電圧のクローズアップ。このスパイクは、出力で発生する共通モードスイッチングノイズにより頻繁に引き起こされます。二次レイアウトが不適切である場合や Y コンデンサがトランス二次側 GROUND ピンではなく出力コネクタに接続されている場合、スパイクが発生します。

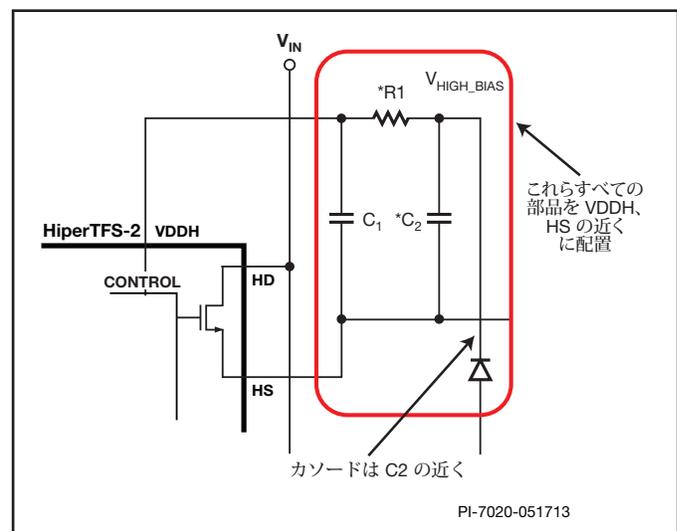


図 22. VDDH 部品は、大きな dv/dt を表示し、ハイサイドの SOURCE ピン及び VDDH ピンの近くに実装します。ダイオードは、カソード線を短くできるように VDDH ピンの近くに実装します。アノード線は、 V_{ALX} に接続し安定します。

STANDBY DRAIN、MAIN DRAIN、HIGH-SIDE SOURCE、及び HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピン

STANDBY DRAIN、MAIN DRAIN、HIGH-SIDE SOURCE、及び HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンは、高 dv/dt を含む高電圧スイッチング ノードであり、低電圧小型信号ピン（つまり、LINE-SENSE、RESET、FEEDBACK、ENABLE ピン）に接続した配線から遠ざける必要があります。これらのピンの間の浮遊容量は、容量ノイズ混入の原因になります。HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンに接続された小型部品にも、他の小型信号配線に対して高 dv/dt 成分があります。これらは HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンの近くに配置し、他の小型信号配線からは遠ざけます。また、ブートストラップ ダイオード（使用する場合、132 kHz が必要）は、HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE ピンの近くに配置します。

LINE-SENSE と RESET

LINE-SENSE ピンと RESET ピンにノイズが混入しないように注意してください。これらのピンには、抵抗あたりの電圧ストレスを減らすための直列接続抵抗があります。図 23 を参照してください。各チェーンの直列接続抵抗は、同じタイプまたは値である必要はありません。最大電圧定格が異なる場合は、電圧定格に比例した異なる値を指定する必要があります。抵抗が別のタイプで耐電圧定格が異なる場合（たとえば、R25 と R36 で 0805 SMD、その他はスルーホール）、値は電圧定格に比例する必要があります（その一方で、合計の抵抗値は正しい値とする）。

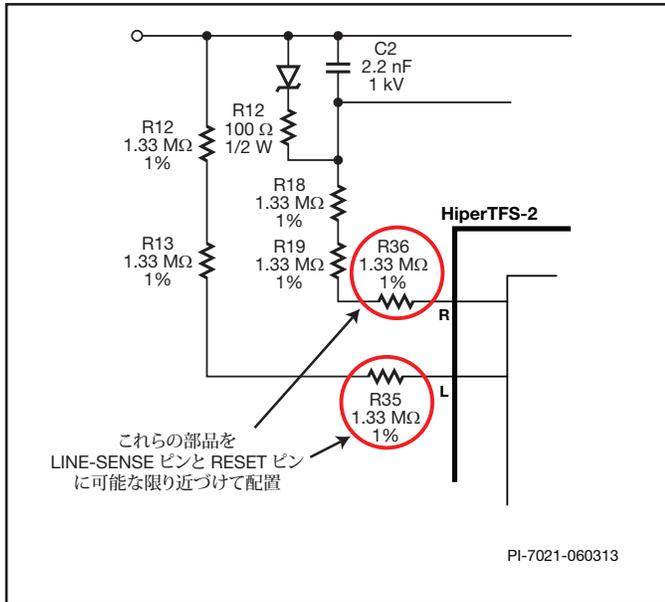


図 23. LINE-SENSE 及び RESET ピン抵抗チェーン。ハイライトされた抵抗は、SMD タイプで、各ピンにできるだけ近づけて配置します。

直列接続している最もピンに近い抵抗について (図 23 の R35 と R36)、SMD タイプである必要があり、その関連ピンに非常に近い位置に配置する必要があります。

これらのピンに給電する配線、及びその他の直列接続抵抗は、高 dv/dt 配線及び高電圧スイッチングの領域の近くに配置しないでください。これらのピンのノイズにより、LINE-SENSE ピンや RESET ピン (LINE-SENSE ピン UVLO、LINE-SENSE 及び RESET ピン デューティ サイクル リミットなど) で決定される各種機能に歪みが生じる可能性があります。最適な性能を実現するため、LINE-SENSE ピンと RESET ピンは、DC 電圧のある BYPASS ピンと GROUND ピンの間に配置されているので、DC 電圧に接続する配線は、LINE-SENSE ピンと RESET ピンに接続された配線のファラデー シールドとして動作できます。図 24 を参照してください。

FEEDBACK ピンと ENABLE ピン

FEEDBACK ピンと ENABLE ピンも同様に、ノイズの多い高電圧スイッチング領域から離す必要があります。FEEDBACK ピンに長い配線で接続しなければならない場合は、これらを並列配線にして、 V_{AUX} や BP など、ファラデー シールドとして動作する安定した低インピーダンス配線の近くに配線します。

トランス二次側及び出力ダイオード

フライバックのレイアウト

ダイオード及び出力コンデンサは、二次側巻線の近くに実装し、短い配線で接続します。待機電源一次バイアス (V_{AUX}) コンデンサとダイオードは巻線の近くに実装します。

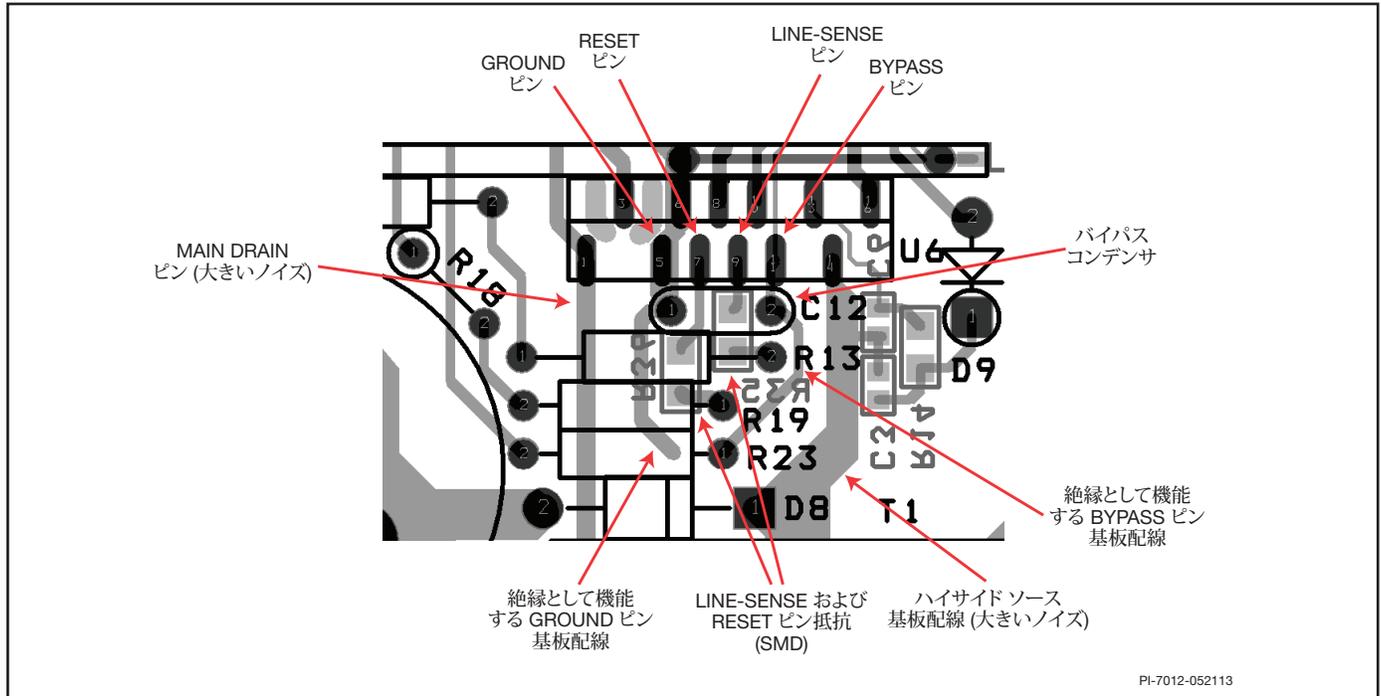


図 24. LINE-SENSE 及び RESET ピン抵抗レイアウト。LINE-SENSE ピン及び RESET ピンに接続されている 2 つの抵抗は、SMD である必要があります。GROUND 及び BYPASS ピン配線は、ハイサイド SOURCE ピン及びメイン DRAIN ピンの配線に対してファラデー シールドを提供します。バイパス コンデンサはスルーホール タイプで、ピンへの配線の接続は非常に短くなります。

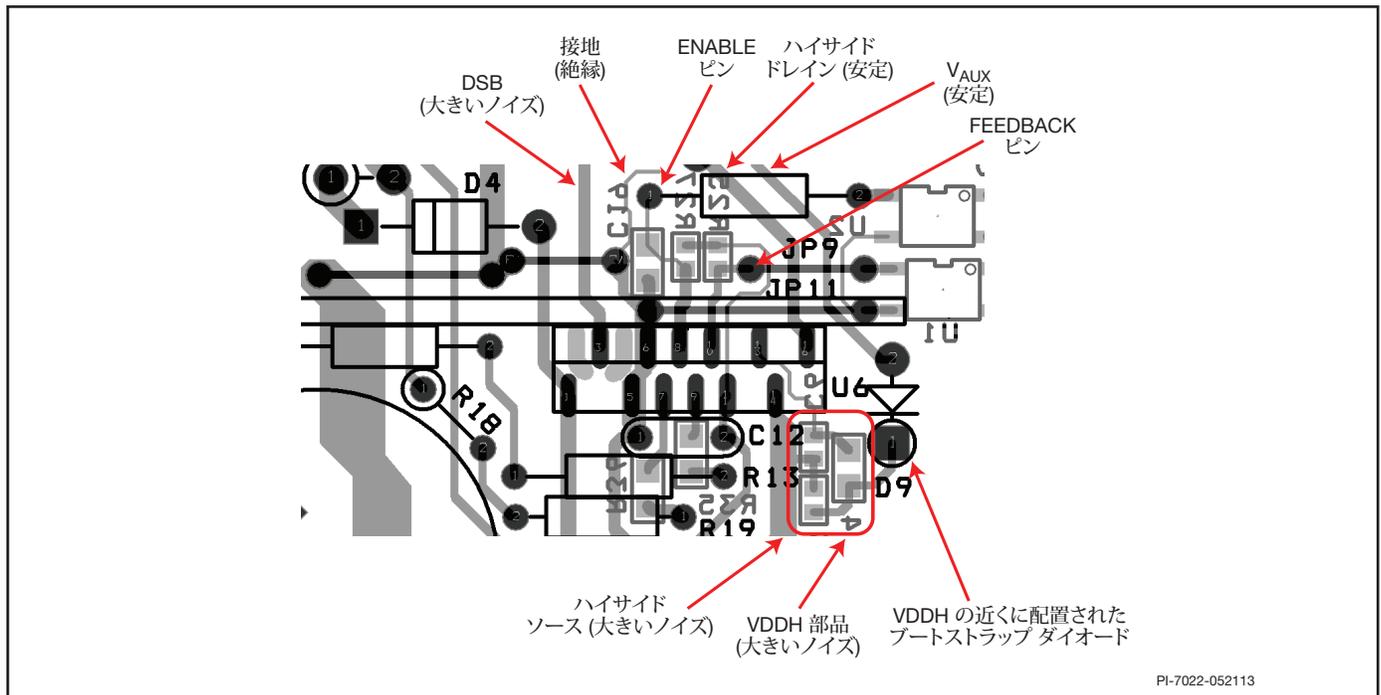


図 25. ENABLE 及び FEEDBACK ピン周囲のレイアウト。特に配線からフォトカプラまでの距離が長い場合は、ノイズの大きい配線からのファラデー シールドとして安定電位パターンを使用します。

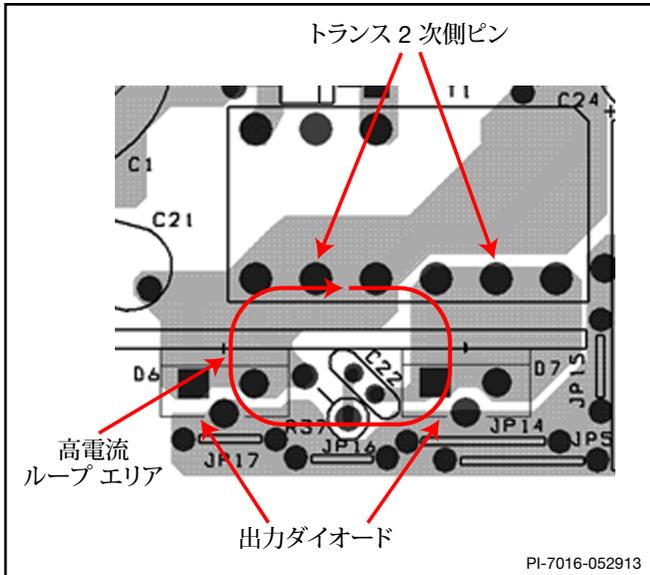


図 26. フォワードトランスの二次及び出力ダイオード。ダイオードと二次ピンは、構成されるループ エリアを最小化するため、まとめて短く実装する必要があります。

メイン コンバータの通常波形

メイントランスの一次インダクタンスと共振周波数

無負荷状態における、ドレイン電圧波形から共振周波数を確認します。これは、一次インダクタンス及び一次 (MOSFET、トランス自己容量、出力ダイオード容量) に反映される総容量間の共振周波数になります。図 27 を参照してください。共振周波数が低いと、低電圧、連続モードで軽負荷時にコアの正常なリセットが妨げられ、コアの階段状飽和につながります。図 29 を参照してください。一次インダクタンスが多すぎると、ドレインの立ち上がり時間の速度が大幅に落ち、コアリセットの電圧時間が削られます。計測した共振周波数が、120 kHz (132 kHz の動作) または 60 kHz (66 kHz の動作) を下回る場合、コアのギャップを大きくしてトランスの一次インダクタンスを小さくします。この最初のテストは、経験測に基づいたおおまかなものになります。最終テストは、非常に低い入力電圧 (メインの UVLO スレッシュホールドをわずかに上回る) で、ボーターラインの連続動作をわずかに上回る軽負荷時に完全なコアのリセットを確認するためのものです。完全なコアのリセットのために必要な値以下に一次インダクタンスを小さくすると、効率が低下します。

最大負荷時

図 28 では、標準的な最大負荷時の波形を示しています。ターンオン時のハイサイドの V_{COSS} を確認します。これは、通常入力電圧の 40% を下回ります。これより大きい場合は、ローサイドの MOSFET クランプ ダイオードが標準リカバリー (低速) の整流器 (1N4007) でハイエンドの MOSFET クランプ ダイオード (グラウンドに接続) が超高速タイプ (UF4005 など) であることを確認します。一次インダクタンスを 20-30% 減らすとこの電圧が下がり、場合によっては最大負荷効率が上がることがあります。

フライバック待機コンバータ

データシートに記載の待機最大定格電力は、以下の想定条件下で得られる最小連続出力電力レベルを示しています。

1. 最小 DC 入力電圧は 115 V。

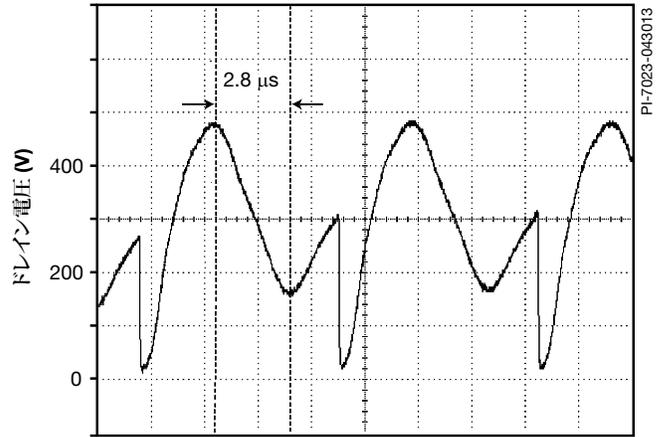


図 27. 励磁共振周波数を測定するための無負荷状態でのドレイン電圧。上の例では、ハーフサイクルを測定するためカーソルを合わせます。共振周波数は、 $f_o = 1/(2.8 \mu s \times 2) = 177 \text{ kHz}$ として計算されます。

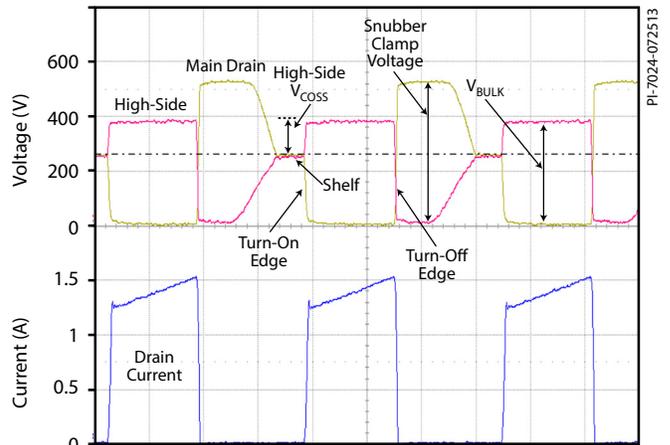


図 28. メインドレインの全負荷時の通常波形。ハイサイド MOSFET のソース、及びドレイン電流。

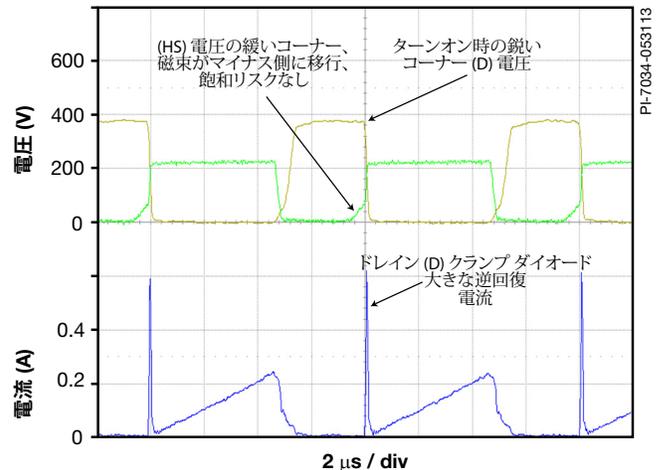


図 29. 境界連続モードで負荷を与えた場合の低入力電圧動作 (主 UV-OFF スレッシュホールドのわずかに上)。出力はレギュレーションの範囲外になります。これは、完全なコアリセットをテストするための条件です。起動時の (HS) 電圧の緩やかなコーナーは、励磁電流が反転し、コアリセットが完全であることを示します。ドレイン (D) 波形の急なコーナーは、ドレイン (標準回復) クランプ整流のハード回復を示します。これは過渡条件 (保持時間など) の場合には許容可能です。

2. 最大負荷 80% の効率、最小定格入力電圧。
3. η がデータシートに記載されている最小の値。
4. $\pm 10\%$ のトランスの一次インダクタンス公差。
5. 100 V の出力の跳ね返り電圧 (V_{OR})。
6. ショットキー ダイオードを使用する 5 V の電圧用出力。
7. 過渡 K_p^* 値が 0.25 の連続動作モードでの動作。
8. 最大待機カレント リミット選択。
9. ヒートシンクの最大温度は、95 °C。

* 値が 1 以下の場合、 K_p は一次電流のピークに対するリップルの比率です。スイッチング サイクル途中での中断による電力容量の低減を防ぐには、過渡 K_p リミットを 0.25 以上にすることを推奨します。MOSFET のターンオンで、初期カレント リミット (I_{LIMIT}) を超過するためです。

無負荷時待機電力の削減

BYPASS ピンは、ハイサイドの DRAIN ピンの内部の高電圧電流源から電力を得ます。ただし、図 30 の R16 (7.5 k Ω) は、低電圧から BYPASS ピン電流を供給し、内部の高電圧電流源を阻止することにより、無負荷時待機電力を削減します。

音鳴り

待機電源トランスの標準ワニス含浸は、待機電源コンバータの音鳴りが発生する可能性を防ぎます。更に、ピーク コア磁束密度は、3100 ガウス (310 mT) 以下に保つ必要があります。一次容量が大きくなり、待機時及び無負荷時の電力損失が増えるため、トランスの真空含浸処理は推奨しません。より高い磁束密度でも設計できますが、音鳴りの特性を、設計承認前にトランスの量産サンプルを使用し慎重に評価する必要があります。Z5U など、誘電体を使用したセラミック コンデンサを高いリップル電圧のクランプ回路に使用する場合にも、可聴ノイズが発生する可能性があります。その場合は、フィルム タイプなど、別の誘電体または構造を使ったコンデンサに交換してみてください。

推奨する初回時の起動手順

整流コンデンサと HiperTFS-2 回路の間に小型の高速遮断低容量ヒューズを配置します。電流制限のベンチマーク用電源の使用により、PFC または AC メインではなく HiperTFS-2 コンバータに電源を供給できます。大きな整流コンデンサで負荷がかかると、出力がオフになり、AC ソースの出力がマイナス電圧にアンダーシュートされ HiperTFS-2 がダメージを受けるため、DC モードでプログラム可能なベンチ AC ソースを使用するときは注意してください。リモート ON 回路がある場合は、電源を OFF にしたままにし、待機のみ状態にします。STANDBY DRAIN ピンに電圧プローブと電流プローブを配置します。待機電源がオンになるまで、整流コンデンサの電圧をゆっくり上げていきます。波形が正しいか (ピーク電圧、コアの飽和の確認) や出力レギュレーションを確認します。VAUX 電圧を確認します。加熱状態の部品がないか確認します。負荷と入力電圧を徐々に上げます。加熱状態の部品がないか再度確認します。

電圧プローブを DRAIN ピンとハイサイドの SOURCE ピンに配置します。電流プローブを DRAIN ピンに配置します。リモート OFF 回路がある場合は、リモートを ON にします。UV 起動スレッシュホールド (通常 330 V) を下回るように入力電圧を維持します。主電力コンバータが起動するまで、入力電圧を除々に上げていきます。波形が正しいかや出力レギュレーションを確認します。加熱状態の部品がないか確認します。ドレイン クランプ ダイオード及び関連するスナバ部品は特に確認します。入力電圧と負荷を徐々に上げます。加熱状態の部品がないか再度確認します。

設計のクイック チェックリスト

フライバック

1. 最大待機ドレイン電圧 – 最大入力電圧及びピーク (過負荷) 出力電力で DSB が 675 V を超えないことを検証します。725 V BVDSS 仕様に対するこの 50 V のマージンは、ユニット間のバラつきを考慮したマージンになります。
2. 最大 DSB 電流 – 最高周囲温度、最大入力電圧及びピーク出力 (過負荷) 電力で、待機ドレイン電流の波形を検証してトランスの飽和とリーディング エッジ電流スパイクが起動時に発生しないことを確認します。定常状態で繰り返し、リーディング エッジスパイク電流が $t_{LEB(MIN)}$ の最後に $I_{LIMIT(N)(MIN)}$ を下回っているかどうか確認します。すべての条件において、最大待機ドレイン電流は仕様の絶対最大定格よりも低くすることが必要です。
3. 温度特性の確認 – メイン コンバータがオフ (すべてのシステム ファンもオフ) の状態で、規定の最大出力電力、最小入力電圧、及び最大周囲温度で、HiperTFS-2、トランス、出力ダイオード、及び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。

メイン (フォワード) コンバータ

20% の負荷及び定格入力電圧で電圧と電流を確認します。以下の項目を計測し確認します。

- スwitching 周波数
- デューティ サイクル
- ピーク電圧

最大負荷で測定を繰り返します。電源の加熱に注意して強力なファンを使用してください。各定常状態のスイッチング サイクルのターンオンでハイサイド MOSFET のソース電圧 (HS) を計測します (図 28)。バルク電圧の 40% 以下にする必要があります。電流波形から K_p を計算し検証して、計算シートを使用して検証します。また、ピーク負荷でピーク電流を確認します。– 過熱を防ぐためピーク負荷状態は数秒に抑えてください。

ドレイン電流動作で目視できる発振があるか確認します。

起動

起動時の電圧と電流を確認します。ピークの起動電流は、デバイスの I_{LIMIT} 近くである必要があります。出力電圧の単調増加を確認します。起動中にハイサイドの誤動作がないか確認します。ブートストラップ ダイオードが省略される場合 (66 kHz のみ)、VDDH コンデンサは、誤動作を防ぐため、4.7 μ F 以上である必要があります。起動は、リモート ON/OFF スイッチのいずれかを使って、またはリモート ON がすでに有効になった状態で HVDC 電源供給をすることで起動する必要があります。予想される最大入力電圧で起動を確認します。

停止

最大負荷時に、出力がレギュレーションを少し外れるまで入力電圧を低下させます。HVDC 入力電圧に注意して、デューティサイクルを計測し、完全なコアのリセットの波形を確認します。完全なコアのリセットを確認しながら、出力がレギュレーションを少し下回るまで入力電圧を更に低下させ (現在 "LR モード")、更に入力電圧を低下させて、コンバータの電源が切れる地点の電圧をチェックします (メイン UVLO)。

温度

温度カメラを使用してデバイスのホットスポット温度、スナバ部品、出力ダイオード、磁気部品の温度を確認します。

軽負荷

極めて負荷が軽い状態でハイサイドの MOSFET ソース波形を確認します。負荷が減少すると、デューティサイクルも小さくなります。負荷が十分に軽い状態で、ハイサイドのソース電圧はグラウンドに達しません。負荷を減らし続け、ハイサイドの MOSFET に失弧がないか確認します。132 kHz の動作において、負荷が非常に低い一部の誤動作が起こる可能性があります。トランスが浸漬ワニス処理されているときにメイントランスの可聴ノイズが可聴不可になるような低いデューティサイクルで発生します。

ループの安定性

最初の確認で、50% -> 100% の負荷の負荷ステップを実行し、振幅または過剰なリングングがないか確認します。また、100% からピーク負荷まで確認します (ピーク負荷で操作時過熱を避けるよう気を付けてください)。

フォワード出力及びフライバック出力間の相互干渉がないか確認します。過渡負荷が出力にかかる場合、別の出力は、出力のリプル仕様を十分に下回る非常に小さな接動のみ表示します。

ゲイン位相アナライザを使用して、最大負荷時のゲイン及び位相のマーヅンを確認します。また、低周波数で最小位相を確認します。負荷が減った時点の最小位相を確認します (連続モード操作に十分なマーヅンがあるか)。

設計例

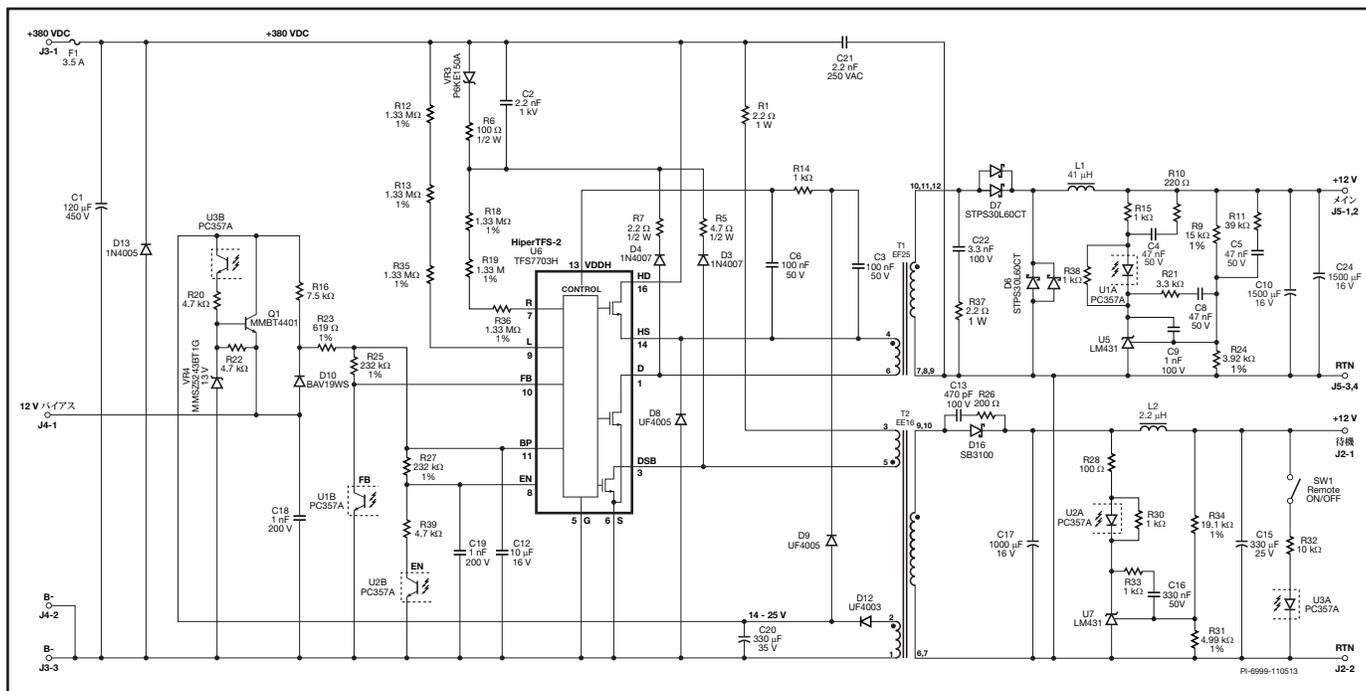


図 30. 設計例: 12 V / 15 A メイン出力、12 V、0.83 A 待機。

高効率 +12 V、15 A メイン出力及び 12 V、0.83 A

図 30 に示す回路は、HiperTFS-2 (180 W +12 V フォワード メインコンバータ及び HiperTFS-2 のフライバック コントローラからの 10 W、12 V 待機出力) を使用した設計の例です。ワンチップ内で 2 つのコンバータが 1 つの小型パッケージに内蔵され、その結果全体設計が非常に少ない部品点数で構成できます。HiperTFS-2 のメインコンバータ及びフライバックセクションの両方とも非常に高い効率を実現できるように設計されています。

メインコンバータは、DUTY 比を 50% 以上にすることで、実効電流を低減し、なおかつ出力の SBD は低圧品を使用できるため、高効率を得られるなど利点があります。フライバック待機電源部では、高効率及び無負荷時の入力消費電力の削減を要求する設計がよく使用される Power Integrations の TinySwitch 技術が使用されます。図 30 の設計は、定格 385 VDC 入力の PFC 昇圧フロントエンドと連動できるようにデザインされています。メインコンバータは、最大負荷が 300 VDC 及び 385 VDC の間になるように調整します。この電圧範囲は、20 ms を超える保持時間を C1 (120 μ F) で保障します。R27 では、650 mA の待機 MOSFET カレントリミットが選択され、R25 では、3.24 A のメインコンバータのカレントリミットが選択されます。待機電源部は、昇圧 PFC ステージがオンまたはオフに関わらず動作するように設計されています。そのため、待機は、90 VAC ~ 265 VAC の通常のユニバーサル入力に対応する 100 VDC ~ 385 VDC で動作するように設計されています。

起動シーケンスは、内部の高電圧電流源を経由して BYPASS ピンコンデンサを充電する HiperTFS-2 により開始されます。それに続きカレントリミット選択が、FEEDBACK ピン及び ENABLE ピン抵抗で行われます。HiperTFS-2 は、LINE-SENSE ピンの電流制限抵抗チェーン R12、R13、R35 で入力電圧を検出します。入力電圧が 100 V VDC に達し、LINE-SENSE ピン UV 待機スレッショールド

に達して、待機電源コンバータがオンになります。待機出力は数ミリ秒後レギュレーションに達し、一次 V_{AUX} 14-25 V バイアスは安定します。R16 (7.5 k Ω) は、BYPASS ピンの動作電流におけるバイアス電流を提供し、内部の高電圧電流源を抑制して無負荷時消費電力を削減します。

入力バルク電圧が、メインコンバータの UV スレッショールドである 336 VDC に達する場合、セカンダリからのリモート ON コマンドが有効になると、メインコンバータは、ターンオンシーケンスを開始します。この特別な設計のセカンダリサイドにあるリモート ON スイッチ (SW1) により、ユーザーはリモート ON フォトカプラをオンにすることでメインコンバータを手動で起動できます。実際の PC 設計において、リモート ON は、コンピュータ起動コマンドにより制御されます。

このフォトカプラは、6 mA (R23 により設定) を HiperTFS-2 の BYPASS ピンに提供するソースになります。この値は、メインコンバータのターンオンシーケンスを開始するためスレッショールド電流より大きい必要があります。メインコンバータは、最初に下にあるスイッチをオンにし、ハイサイドドライブがブートストラップバイアスを受け取れるようにします。60 ms 後にメインコンバータが 132 kHz (10 μ F である C12 の値により設定) でハイサイド及びローサイドのメインスイッチの切り替えを開始し、メインの出力電圧が上がります。レギュレータ U5 がアクティブになると、電流はフォトカプラ U1 を経由して流れます。U1 のコレクターは、FEEDBACK ピンから電流を減らし、レギュレーションを維持するために適切なデューティサイクルになるように調整します。通常の操作シンク電流は、1 mA ~ 2 mA の間になります。D9 は、ハイサイドドライブの供給ピン VDDH のためのブートストラップ充電に対応しています。R14 は、ブートストラップからの電流を制限します。通常の動作及び停止動作の間、RESET ピンは、抵抗チェーン R36、R18、R19 を経由してターンオフクランプ電圧を検出し、RESET

ピンの電流と LINE-SENSE ピンの電流を比較して、最大の安全デューティ比を決定します。この機能により、停止時及び負荷の過渡時を含むすべての状態でトランスの磁気飽和が完全に避けられます。

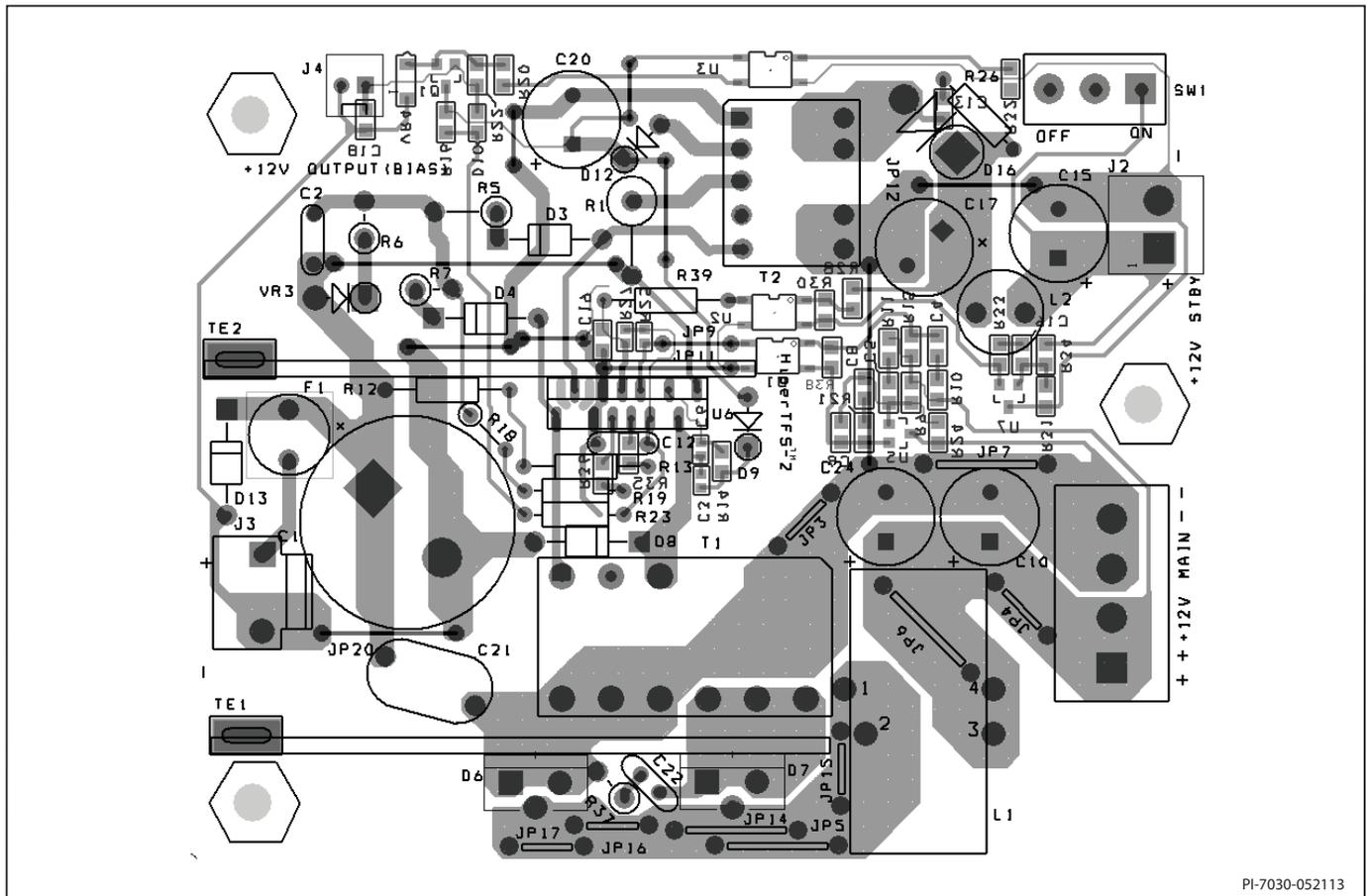
LINE-SENSE ピンには、入力電圧が 212 V を下回る場合メインコンバータをオフにする UV 低スレッシュホールドがあります。この設計は、特に最大負荷時に強制空冷を使った操作を意図したものです。これにより、最悪の周囲温度条件で負荷が最大のときヒートシンク温度を 95 °C 以下に保てます。待機電源では、オートリスタートを使用して待機出力を出力の過負荷から保護します。メインの出力は、メインのスイッチパスの選択された内部一次カレントリミットにより制限されます。

図 31 の PCB レイアウトを参照してください。HiperTFS-2 小信号ピンデカップリングコンデンサは、HiperTFS-2 の近くに配置されます。小信号部品及び HiperTFS-2 に接続されている配線は、大きなスイッチング電圧を持つ配線から隔離または保護されています。フォトカプラは、信号配線と高電圧スイッチングを持つ配線間

の容量性カップリングを削減するように配置されます。小信号グラウンドリターン及び大きな電流のスイッチングを行うグラウンド配線は分離されます。適切な PCB 間隔が、高電圧のピンと配線、及び低電圧の配線と部品の間で見られます。

Y コンデンサ (C21) は、整流コンデンサ B+ ピン (C1) 及びトランス二次ピン (T1) への短い直接接続を持つように配置されます。出力整流器 (D6 及び D7) は、二次ピンの近くに配置されます。メイン出力コンデンサ (C10) は、メイン出力コネクタの近くに配置されます。ジャンパーは、大電流の二次側の配線の PCB 線を増加させるのに使用されます。

一次バイアスダイオード (D12) 及びコンデンサ (C20)、待機出力ダイオード (D16) 及びコンデンサは (C17) は、待機電源トランス (T2) 近くに配置されます。C20 マイナス端子は、HiperTFS-2 の SOURCE ピンまたは GROUND ピンではなく整流コンデンサ B- ピンに直接接続されます。二次待機出力フィルタコンデンサ (C15) は、待機出力コネクタ (J2) の近くに配置されます。



PI-7030-052113

図 31. 図 30 に示されている設計例回路図の PCB レイアウト

絶対最大定格^(1,5)

DRAIN 電圧ハイサイド MOSFET.....	-0.3 V ~ 530 V	RESET (R) ピン電圧	-0.3 V ~ 9 V
DRAIN 電圧ローサイド MOSFET.....	-0.3 V ~ 725 V	RESET (R) ピン電流	100 mA
DRAIN ピーク電流ローサイド 及びハイサイド TFS7701.....	2.6 (5.0) ⁽⁴⁾ A	BYPASS 電源 (BP) ピン電圧	-0.3 V ~ 9 V
TFS7702.....	4.2 (8.0) ⁽⁴⁾ A	BYPASS 電源 (BP) ピン電流	100 mA
TFS7703.....	5.0 (9.3) ⁽⁴⁾ A	HIGH-SIDE (VDDH) 供給ピン電圧	-0.3 V ~ 13.4 V
TFS7704.....	5.7 (10.7) ⁽⁴⁾ A	HIGH-SIDE (VDDH) 供給ピン電流	50 mA
TFS7705.....	6.1 (11.4) ⁽⁴⁾ A	保存温度	-65 °C ~ 150 °C
TFS7706.....	6.4 (12.1) ⁽⁴⁾ A	動作ジャンクション温度 ⁽²⁾	-40 °C ~ 150 °C
TFS7707.....	7.2 (13.4) ⁽⁴⁾ A	リード温度 ⁽³⁾	260 °C
TFS7708.....	8.3 (15.5) ⁽⁴⁾ A	注:	
DRAIN 電圧待機 MOSFET.....	-0.3 V ~ 725 V	1. 全ての電圧は SOURCE を基準とし、 $T_J = 25\text{ °C}$ 。	
DRAIN ピーク電流待機 MOSFET	1.20 (2.25) ⁽⁴⁾ A	2. 通常は内部回路によって制限されます。	
ENABLE (EN) ピン電圧	-0.3 V ~ 9 V	3. ケースから 1/16 インチ (1.59 mm) の点で 5 秒間。	
ENABLE (EN) ピン電流	100 mA	4. より大きいピーク DRAIN 電流は、DRAIN 電圧が同時に 400 V 未満である時に適用されます。	
FEEDBACK (FB) ピン電圧	-0.3 V ~ 9 V	5. 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。	
FEEDBACK (FB) 電流	100 mA	絶対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。	
LINE-SENSE (L) ピン電圧	-0.3 V ~ 9 V		
LINE-SENS (L) ピン電流	100 mA		

熱抵抗

ハイサイド MOSFET (θ_{JC}) TFS7701-7706.....	5 °C/W	ローサイド MOSFET (θ_{JC})	1 °C/W
TFS7707-7708	4 °C/W	注:	
		1. 全ての電圧は SOURCE を基準とし、 $T_A = 25\text{ °C}$ 。	

パラメータ	シンボル	条件			最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V, $T_J = 0 \sim 100\text{ °C}$ (特に指定がない場合)						
制御機能								
スイッチング周波数 – PC メイン電源	$f_{S1(MA)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	平均	62	66	70	kHz	
			ピークトゥピーク ジッター		4			
	$f_{S2(MA)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	平均	124	132	140		
			ピークトゥピーク ジッター		8			
周波数ジッター変調率	$f_{M1(MA)}$			250		Hz		
	$f_{M2(MA)}$			250				
リモート ON メイン								
BYPASS ピンリモート ON 電流	$I_{BP(ON)}$	$V_{EN} = \text{Open}$			4.3	5.3	6.3	mA
BYPASS ピンリモート OFF 電流ヒステリシス	$I_{BP(HYST)}$	66 kHz	TFS7701		3.8		mA	
			TFS7702		3.7			
			TFS7703		3.6			
			TFS7704		3.6			
			TFS7705		3.5			
			TFS7706		3.4			
			TFS7707		3.4			
			TFS7708		3.4			
	$I_{BP(HYST)}$	132 kHz	TFS7701		3.6			
			TFS7702		3.5			
			TFS7703		3.3			
			TFS7704		3.2			
			TFS7705		3.1			
			TFS7706		2.9			
			TFS7707		2.8			
			TFS7708		2.7			

パラメータ	シンボル	条件 SOURCE = 0 V, $T_J = 0 \sim 100^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
リモート ON メイン (続き)							
BYPASS ピン ラッチ停止 スレッシュホールド	$I_{BP(SD)}$			17		mA	
メイン/待機リモート ON 遅延時間	$t_{R(ON)}$			2.5		μs	
メイン/待機リモート OFF 遅延時間	$t_{R(OFF)}$			2.5		μs	
ソフトスタート							
ハイサイド起動充電時間	$t_{D(CH)}$			60		ms	
ソフトスタート期間	t_{SS}	注 D を参照		12		ms	
FEEDBACK ピン							
PWM ゲイン	$DC_{REG(MA)}$	$-1800 \mu\text{A} < I_{FB} < -1500 \mu\text{A}$, $I_L = 60 \mu\text{A}$, $I_R = 160 \mu\text{A}$		-70		%/mA	
PWM ゲイン温度ドリフト	TC_{DCREG}			0.05		%/ $^\circ\text{C}$	
FEEDBACK ピン フィード バック開始電流	$I_{FB(ON)}$	$I_L = 100 \mu\text{A}$, $I_R = 170 \mu\text{A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$		-1.2		mA	
ゼロ デューティ サイクル の FEEDBACK ピン電流	$I_{FB(OFF)}$			-2.1		mA	
FEEDBACK ピン内蔵 フ ィルターポール	$f_{P(FB)}$			12		kHz	
FEEDBACK ピン電圧	V_{FB}	$I_{FB} = I_{FB(ON)}$		2.9		V	
入力検出ピン (入力電圧)							
低入力電圧スレッシュホ ールド – 待機	$I_{L(SB-UVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	23.75	25	26.25	μA
	$I_{L(SB-UVOFF)}$		スレッシュホールド	9.0	10.5	12	
低入力電圧スレッシュホ ールド – メイン	$I_{L(MA-UVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	80	84	88	μA
	$I_{L(MA-UVOFF)}$		スレッシュホールド	47	54	58	
過入力電圧スレッシュホ ールド – メイン及び待機 電源	$I_{L(MA-OVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	119	130	146	μA
	$I_{L(MA-OVOFF)}$		スレッシュホールド	135	144	164	
LINE-SENSE ピン電圧	V_L	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_L = 79 \mu\text{A}$	0.75	1.27	1.55	V
			$I_L = 149 \mu\text{A}$	1.0	1.45	1.85	
LINE-SENSE ピン短絡	$I_{L(SC)}$	$V_L = V_{BP}$			3900	μA	
RESET ピン (デューティリミット/メインのみリモート OFF)							
リセット過電圧スレッシュ ホールド	$I_{R(MA-OVON)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	スレッシュホールド	165	205	245	μA
	$I_{R(MA-OVOFF)}$		スレッシュホールド	175	215	255	
RESET ピン電圧	V_R	$I_R = 155 \mu\text{A}$		1.55		V	
RESET ピン短絡電流	$I_{R(SC)}$	$V_R = V_{BP}$			3750	μA	
デューティ サイクル – 設定可能なリミット	$DC_{LIMIT(MA)}$	$I_L = 100 \mu\text{A}$, $I_R = 110 \mu\text{A}$		50.5		%	
		$I_L = 115 \mu\text{A}$, $I_R = 170 \mu\text{A}$		48.2			
	$DC_{MAX(MA)}$	$I_L = 90 \mu\text{A}$, $I_R = 170 \mu\text{A}$		61			

パラメータ	シンボル	条件 SOURCE = 0 V, $T_J = 0 \sim 100 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
カレントリミットの設定							
FEEDBACK ピン カレントリミットの検出範囲 #1	$I_{LIM(1)(MA)}$	起動 注 B を参照		0-5		μA	
FEEDBACK ピン カレントリミットの検出範囲 #2	$I_{LIM(2)(MA)}$	起動 注 B を参照		5-12		μA	
FEEDBACK ピン カレントリミットの検出範囲 #3	$I_{LIM(3)(MA)}$	起動 注 B を参照		12-24		μA	
最大カレントリミット							
カレントリミット	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7701 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 175 \text{ mA}/\mu\text{s}$		1.19		A
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 224 \text{ mA}/\mu\text{s}$		1.53		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 249 \text{ mA}/\mu\text{s}$	1.58	1.70	1.82	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7702 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 267 \text{ mA}/\mu\text{s}$		1.82		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 343 \text{ mA}/\mu\text{s}$		2.34		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 381 \text{ mA}/\mu\text{s}$	2.40	2.60	2.78	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7703 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 333 \text{ mA}/\mu\text{s}$		2.26		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 428 \text{ mA}/\mu\text{s}$		2.91		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 475 \text{ mA}/\mu\text{s}$	2.99	3.24	3.46	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7704 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 370 \text{ mA}/\mu\text{s}$		2.52		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 475 \text{ mA}/\mu\text{s}$		3.24		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 528 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.33	3.60	3.85	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7705 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 409 \text{ mA}/\mu\text{s}$		2.78		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 525 \text{ mA}/\mu\text{s}$		3.58		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 584 \text{ mA}/\mu\text{s}$	3.68	3.98	4.26	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7706 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 448 \text{ mA}/\mu\text{s}$		3.05		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 576 \text{ mA}/\mu\text{s}$		3.92		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 639 \text{ mA}/\mu\text{s}$	4.03	4.36	4.66	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7707 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 482 \text{ mA}/\mu\text{s}$		3.28		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 619 \text{ mA}/\mu\text{s}$		4.22		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 688 \text{ mA}/\mu\text{s}$	4.33	4.69	5.01	
	$I_{LIM(1)(MA)}$	TFS7708 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $F_S = 66 \text{ kHz}$	$di/dt = 509 \text{ mA}/\mu\text{s}$		3.47		
	$I_{LIM(2)(MA)}$		$di/dt = 655 \text{ mA}/\mu\text{s}$		4.46		
	$I_{LIM(3)(MA)}$		$di/dt = 727 \text{ mA}/\mu\text{s}$	4.58	4.96	5.30	
ローサイド メイン MOSFET							
オン時抵抗	$R_{DS(ON)}$	TFS7701 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		4.3	4.95	Ω
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		6.5	7.48	
		TFS7702 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		2.7	3.10	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		4.1	4.70	
		TFS7703 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		2.0	2.30	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		3.0	3.45	
		TFS7704 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.55	1.78	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		2.35	2.70	

パラメータ	シンボル	条件 SOURCE = 0 V, $T_J = 0 \sim 100 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
ローサイド メイン MOSFET (続き)							
オン時抵抗	$R_{DS(ON)}$	TFS7705 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.3	1.49	Ω
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.95	2.24	
		TFS7706 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.1	1.26	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.65	1.90	
		TFS7707 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1.0	1.15	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.45	1.67	
OFF 時ドレイン漏れ電流	$I_{DSS(D)}$	TFS7701	$V_L, V_R = 0 \text{ V}, I_{BP} = 6 \text{ mA}, V_{DS} = 560 \text{ V}, T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$			150	μA
		TFS7702				150	
		TFS7703				150	
		TFS7704				150	
		TFS7705				170	
		TFS7706				170	
		TFS7707				470	
		TFS7708				470	
ブレイクダウン電圧	$BV_{DSS(D)}$	$V_L, V_R = 0 \text{ V}, I_{BP} = 6 \text{ mA}, T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	725			V	
立ち上がり時間	$t_{R(D)}$			100		ns	
立ち下がり時間	$t_{F(D)}$			50		ns	
ハイサイド メイン MOSFET							
オン抵抗	$R_{DS(ON)(HD)}$	TFS7701 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1 \text{ V}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			1.90	Ω
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		2.40		
		TFS7702 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1 \text{ V}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			1.90	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		2.40		
		TFS7703 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1 \text{ V}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			1.20	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.50		
		TFS7704 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1 \text{ V}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			1.20	
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		1.50		
実効出力容量	$C_{OSS(EFF)(HD)}$	TFS7701	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}, V_{GS} = 0 \text{ V}$ $V_{DS} = 0 \text{ V} \sim 80\% V_{DSS(HD)}$			55	pF
		TFS7702				55	
		TFS7703				82	
		TFS7704				82	
		TFS7705				110	
		TFS7706				110	
		TFS7707				165	
		TFS7708				165	

パラメータ	シンボル	条件 SOURCE = 0 V、 $T_J = 0 \sim 100 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
ハイサイド メイン MOSFET (続き)							
ブレイクダウン電圧	$BV_{DSS(HD)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	530			530	
オフ時ドレイン漏れ電流	$I_{DSS(HD)}$	TFS7701	$V_D = 424 \text{ V}$ $T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$			60	μA
		TFS7702				60	
		TFS7703				60	
		TFS7704				60	
		TFS7705				80	
		TFS7706				80	
		TFS7707				110	
TFS7708			110				
ターンオン電圧立ち上がり時間	$t_{R(HD)}$			30		ns	
ターンオフ電圧立ち下がり時間	$t_{F(HD)}$			25		ns	
ハイサイド バイアス シャント電圧	$V_{DDH(SHUNT)}$	$I_{DDH} = 5 \text{ mA}$ 注 A を参照		12.2		V	
ハイサイド低電圧オン スレッシュホールド	$V_{DDH(LVON)}$	注 A を参照		11.5		V	
ハイサイド低電圧オフ スレッシュホールド	$V_{DDH(LVOFF)}$	注 A を参照		10.3		V	
ハイサイド シャント ヒステリシス電圧	$V_{DDH(HYST)}$	注 A を参照		1.1		V	
待機 MOSFET							
オン抵抗	$R_{DS(ON)(DS)}$	$I_{DSB} = 10\% I_{LM(4)(DSB)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		8.5	9.7	Ω
			$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		12.8	14.6	
OFF 時ドレイン漏れ電流	$I_{DSS1(DS)}$	$V_{BP} = 6.2 \text{ V}$ 、 $V_{EN} = 0 \text{ V}$ 、 $V_{DS} = 560 \text{ V}$ 、 $T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$				200	μA
	$I_{DSS2(DS)}$	$V_{BP} = 6.2 \text{ V}$ 、 $V_{EN} = 0 \text{ V}$ 、 $V_{DS} = 375 \text{ V}$ 、 $T_J = 50 \text{ }^\circ\text{C}$			15		
ブレイクダウン電圧	$BV_{DSS(DS)}$	$V_{BP} = 6.2 \text{ V}$ 、 $V_{EN} = 0 \text{ V}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	725			V	
DRAIN 供給電圧	$V_{DSB(START)}$		50			V	
待機コントローラ							
標準モードの出力周波数	$f_{S(SB)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	平均	124	132	140	kHz
			ピークトゥピーク ジッター		8		
最大デューティ サイクル	$DC_{MAX(DSB)}$	$I_L = 40 \text{ } \mu\text{A}$	66	69	72	%	
ENABLE ピン上側ターン オフ スレッシュホールド 電流	I_{DIS}		-150	-105	-80	μA	
ENABLE ピン電圧	V_{EN}	$I_{EN} = -25 \text{ } \mu\text{A}$	2.7	3.6	4.5	V	

パラメータ	シンボル	条件 SOURCE = 0 V、 $T_J = 0 \sim 100 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
待機コントローラ (続き)						
BYPASS ピン充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0 \text{ V}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-5	-4.0	-2	mA
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4 \text{ V}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-4	-2.1	0	
BYPASS ピン電圧	V_{BP}	$V_{DS} = 50 \text{ V}$	5.60	5.80	6.00	V
BYPASS ピン電圧ヒステリシス	$V_{BP(HYST)}$		0.80	1.1	1.3	V
BYPASS ピン シャント電圧	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2 \text{ mA}$	5.8	6.15	6.4	V
待機回路保護						
ENABLE ピン カレントリミットの選択範囲 #1	$I_{LIM(1)(DSB)}$	起動		0-5		μA
ENABLE ピン カレントリミットの選択範囲 #2	$I_{LIM(2)(DSB)}$	起動		5-12		μA
ENABLE ピン カレントリミットの選択範囲 #3	$I_{LIM(3)(DSB)}$	起動		12-24		μA
ENABLE ピン カレントリミットの選択範囲 #4	$I_{LIM(4)(DSB)}$	起動		24-48		μA
待機カレントリミット	$I_{LIM(1)(DSB)}$	$I_L = 20 \text{ } \mu\text{A}$ 、 $di/dt = 95 \text{ mA}/\mu\text{s}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	450	500	540	mA
	$I_{LIM(2)(DSB)}$	$I_L = 20 \text{ } \mu\text{A}$ 、 $di/dt = 105 \text{ mA}/\mu\text{s}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	500	550	600	
	$I_{LIM(3)(DSB)}$	$I_L = 20 \text{ } \mu\text{A}$ 、 $di/dt = 123 \text{ mA}/\mu\text{s}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	610	650	690	
	$I_{LIM(4)(DSB)}$	$I_L = 20 \text{ } \mu\text{A}$ 、 $di/dt = 143 \text{ mA}/\mu\text{s}$ 、 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	690	750	810	
	ΔI_{LIM}	$I_{LIM} (I_L = 100 \text{ } \mu\text{A}) / I_{LIM} (I_L = 20 \text{ } \mu\text{A})$ $di/dt = 125 \text{ mA}/\mu\text{s}$		84		%
基本的回路保護						
電力係数	I^2f	$I^2f = I_{LIM(3)(DSB)(TYP)} \times f_{S(SB)(OSC)(TYP)}$ $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.12 \times I^2f$	A^2Hz
初期カレントリミット	I_{INIT}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 注 D を参照	$0.75 \times I_{LIM(MIN)}$			
リーディング エッジ ブランキング時間 (メイン)	$t_{LEB(D)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		150		ns
リーディング エッジ ブランキング時間 (待機)	$t_{LEB(DSB)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 注 D を参照	170	215		ns
カレントリミット遅延 (メイン)	$t_{LD(D)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		150		ns

パラメータ	シンボル	条件 SOURCE = 0 V、 $T_J = 0 \sim 100 \text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
基本回路保護 (続き)						
カレントリミット遅延 (待機)	$t_{ILD(DSB)}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		150		ns
過熱シャットダウン温度	T_{SD}	注 D を参照		118		$^\circ\text{C}$
過熱シャットダウン ヒステリシス	$T_{SD(HYST)}$			55		$^\circ\text{C}$
f_{OSC} 待機時のオートリスタート ON 時間	t_{AR}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		64		ms
オートリスタート デューティサイクル待機	DC_{AR}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		2.2		%
供給電流						
DRAIN 供給電流	I_{S1}	EN 電流 $> I_{DIS}$ (MOSFET スイッチなし)	200	550	800	μA
	I_{S2}	EN オープン (待機 MOSFET f_{OSC} でスイッチング)	360	710	960	

注:

A. $V_{DDH(SHUNT)} - V_{DDH(UV_ON)}$ は最小 250 mV と等しくなります。B. レベル 1 R_{FB} = オープン、レベル 2 $R_{FB} = 511 \text{ k}\Omega$ 、レベル 3 $R_{FB} = 232 \text{ k}\Omega$ 。C. レベル 1 R_{EN} = オープン、レベル 2 $R_{EN} = 511 \text{ k}\Omega$ 、レベル 3 $R_{EN} = 232 \text{ k}\Omega$ 、レベル 4 $R_{EN} = 107 \text{ k}\Omega$ 。

D. 特性により保証。製造でのテストはありません。

標準パフォーマンス特性

注: $f_{S1(MA)} = 66 \text{ kHz}$ 及び $f_{S(SB)} = 132 \text{ kHz}$ で示されるカーブ。

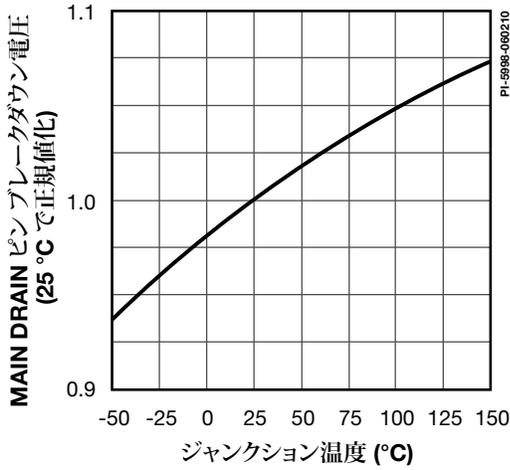


図 32. 主電源ブレイクダウン電圧 vs. 温度

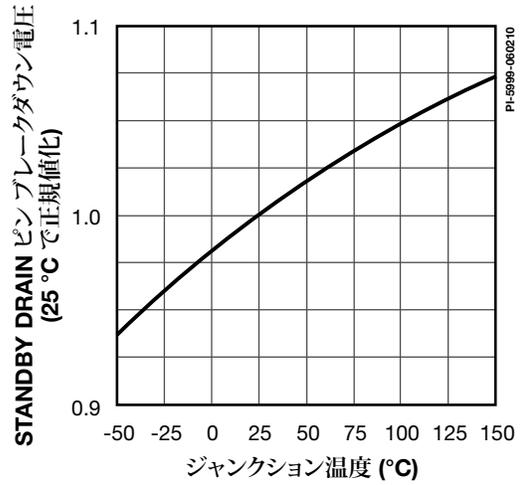


図 33. 待機電源ブレイクダウン vs. 温度

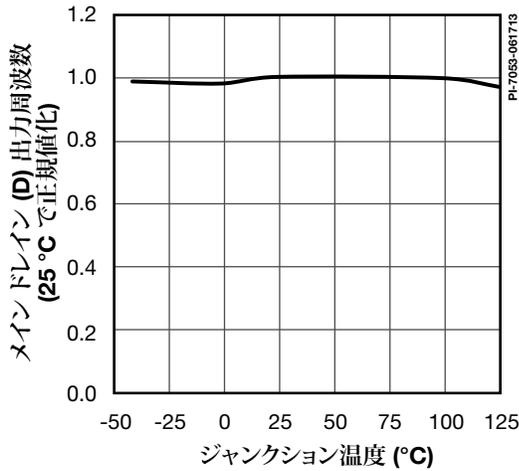


図 34. メインスイッチ周波数 vs. 温度

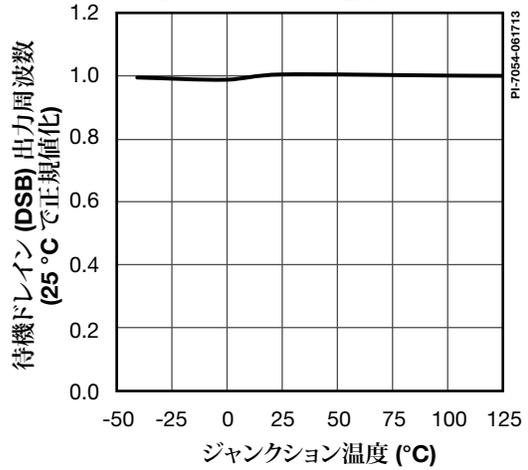


図 35. 待機スイッチ周波数 vs. 温度

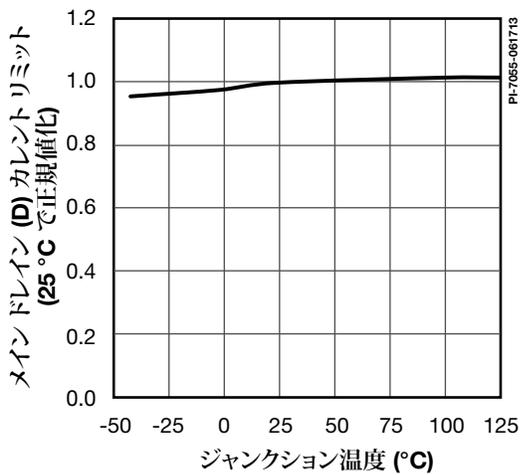


図 36. メインドレイン (D) カレントリミット vs. 温度

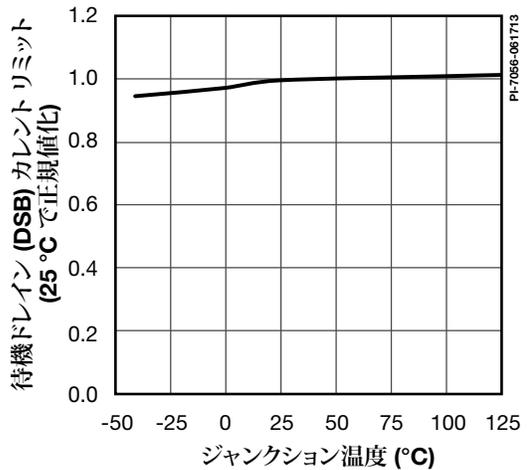


図 37. 待機ドレイン (DSB) カレントリミット vs. 温度

標準パフォーマンス特性 (続き)

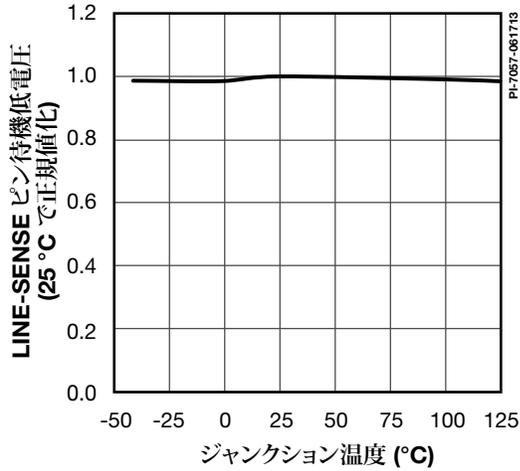


図 38. 待機電源低電圧 (UV) スレッシュホールド vs. ジャンクション温度

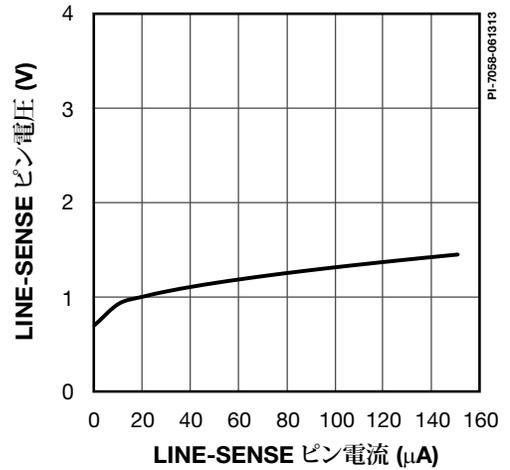


図 39. LINE-SENSE (L) ピン電圧 vs. 電流

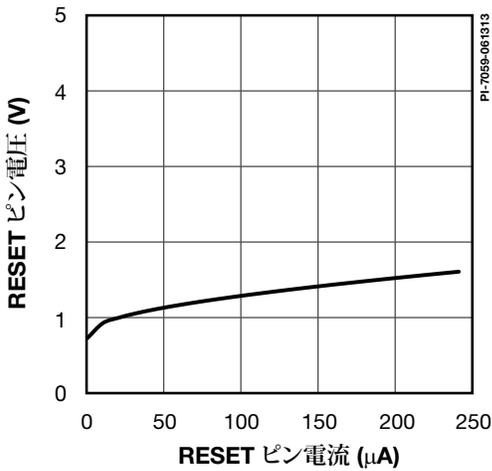


図 40. RESET (R) ピン電圧 vs. 電流

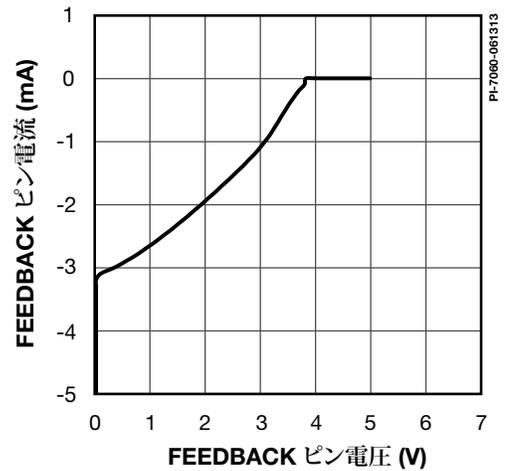


図 41. FEEDBACK (FB) ピン電流 vs. 電圧

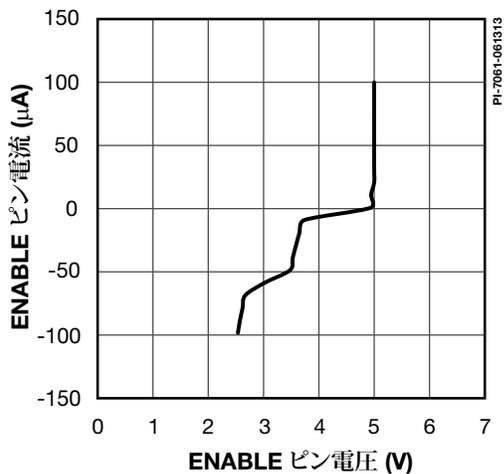


図 42. ENABLE (EN) ピン電流 vs. 電圧

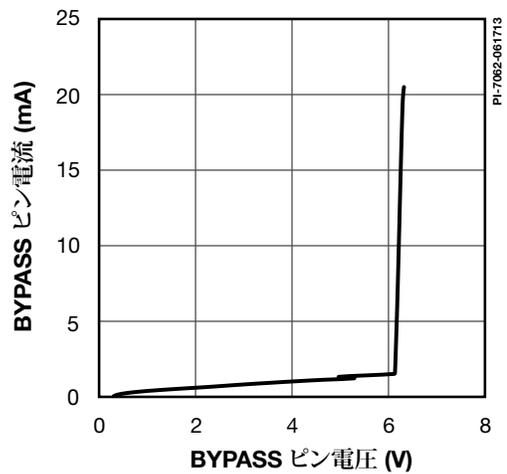


図 43. BYPASS (BP) ピン電流 vs. 電圧

標準パフォーマンス特性 (続き)

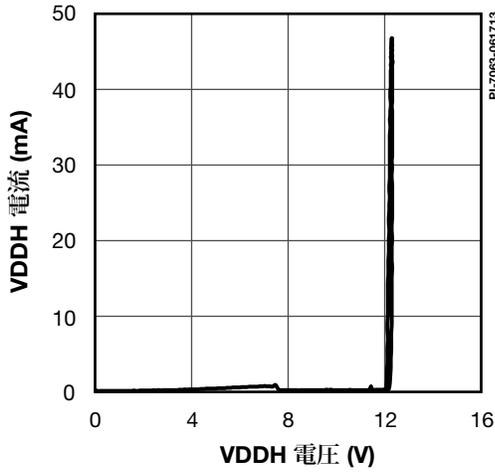


図 44. VDDH ピン電流 vs. 電圧

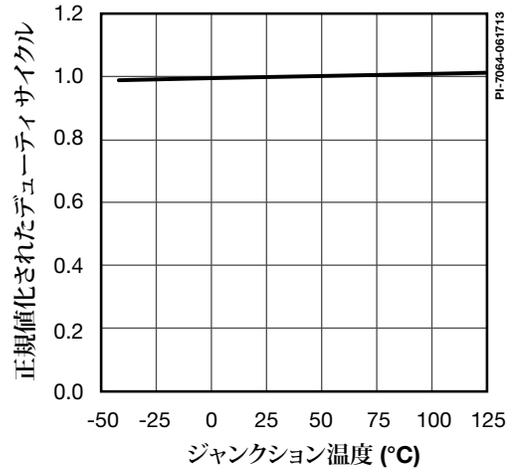


図 45. デューティサイクル vs. 温度 ($I_L = 100 \mu A, I_R = 110 \mu A$)

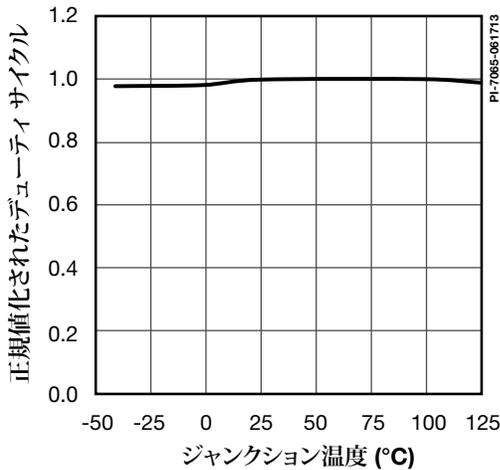


図 46. デューティサイクル vs. 温度 ($I_L = 115 \mu A, I_R = 170 \mu A$)

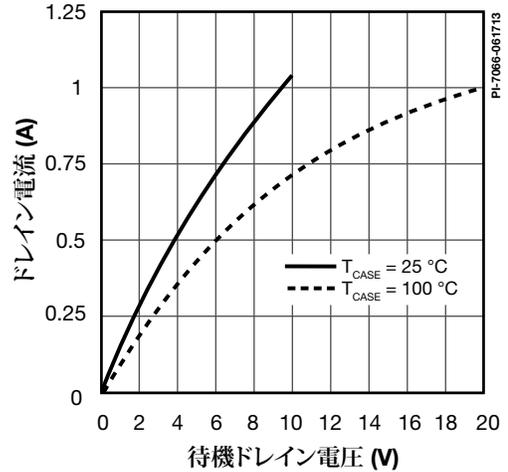


図 47. 待機電源出力特性

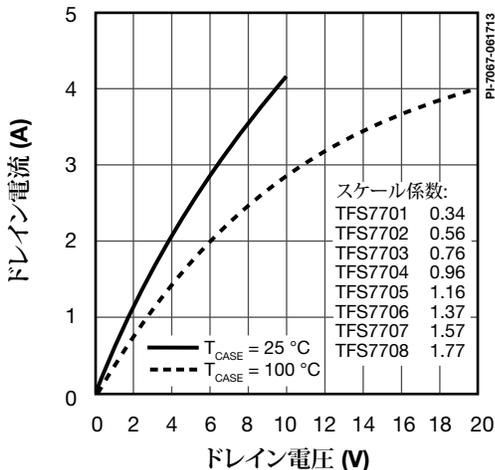


図 48. ドレイン電源出力特性

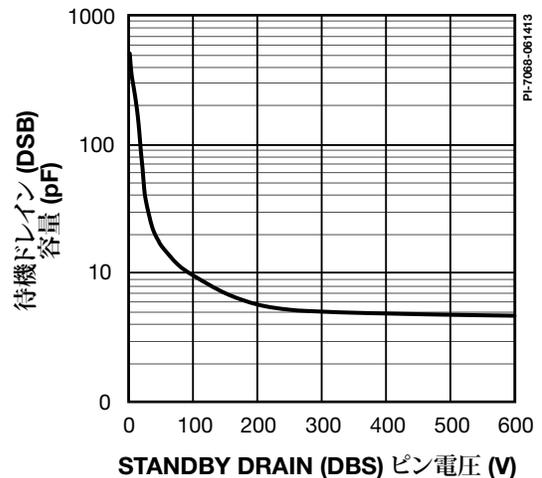


図 49. 待機ドレイン容量 vs. ドレイン電圧

標準パフォーマンス特性 (続き)

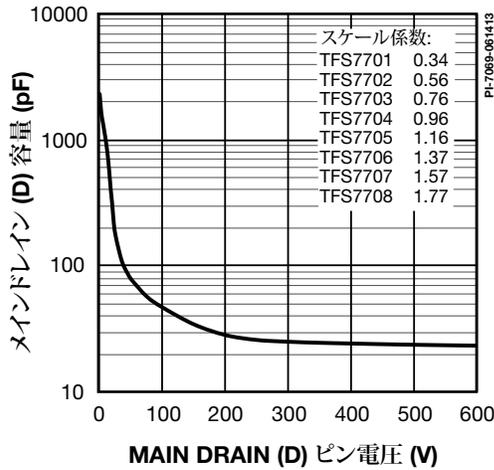


図 50. メインドレイン容量 vs. ドレイン電圧

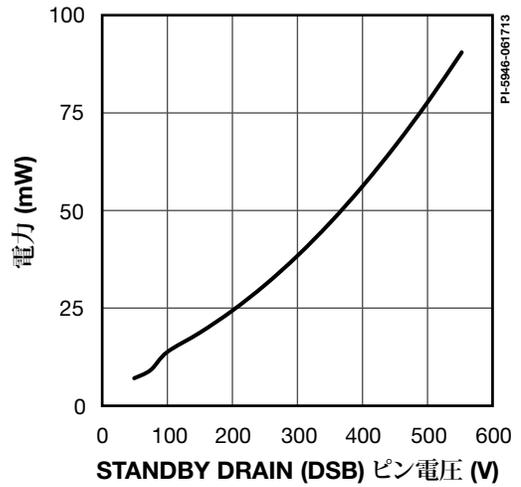


図 51. 待機ドレインスイッチング電源 vs. ドレイン電圧

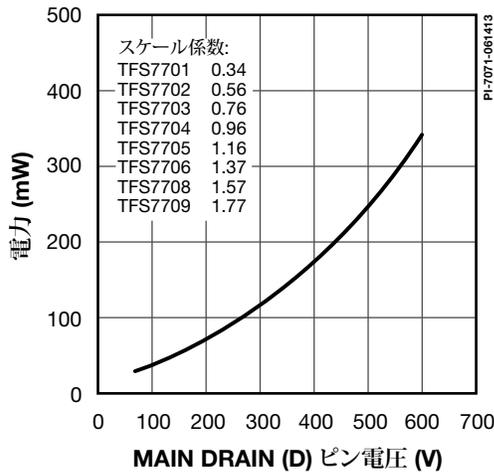


図 52. メインドレインスイッチング電源 vs. ドレイン電圧

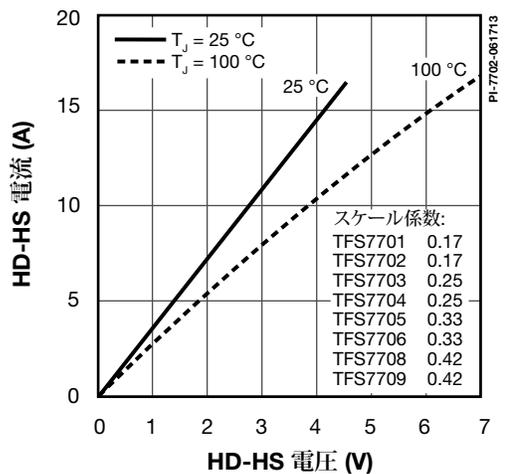


図 53. ハイサイド MOSFET (HD-HS) ドレイン電流 vs. ドレイン電圧

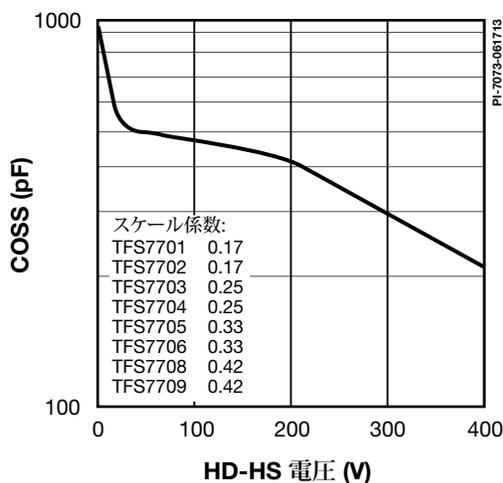


図 54. ハイサイド MOSFET (HD-HS) ドレイン電流 vs. ドレイン電圧

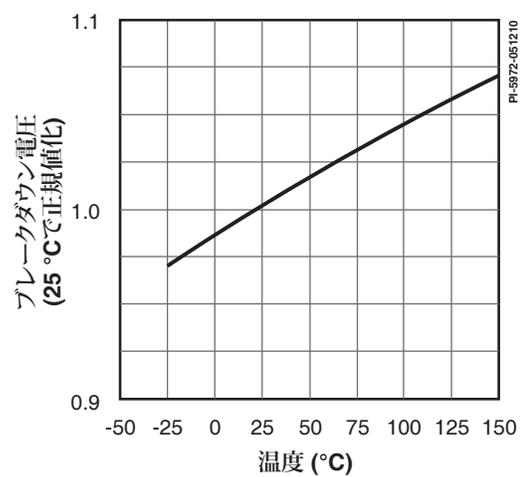


図 55. ハイサイド MOSFET ブレークダウン電圧 vs. 温度

標準パフォーマンス特性 (続き)

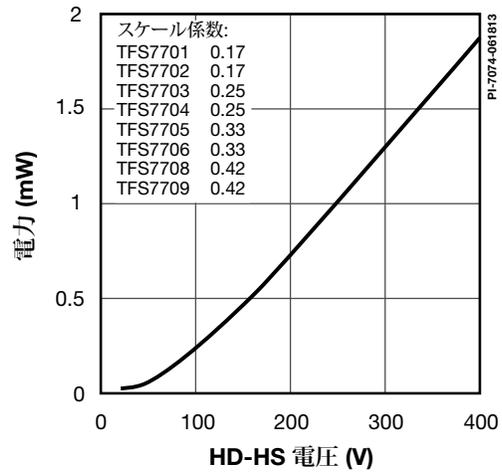


図 56. ハイサイド MOSFET (HD-HS) 電源 vs. ドレイン電圧

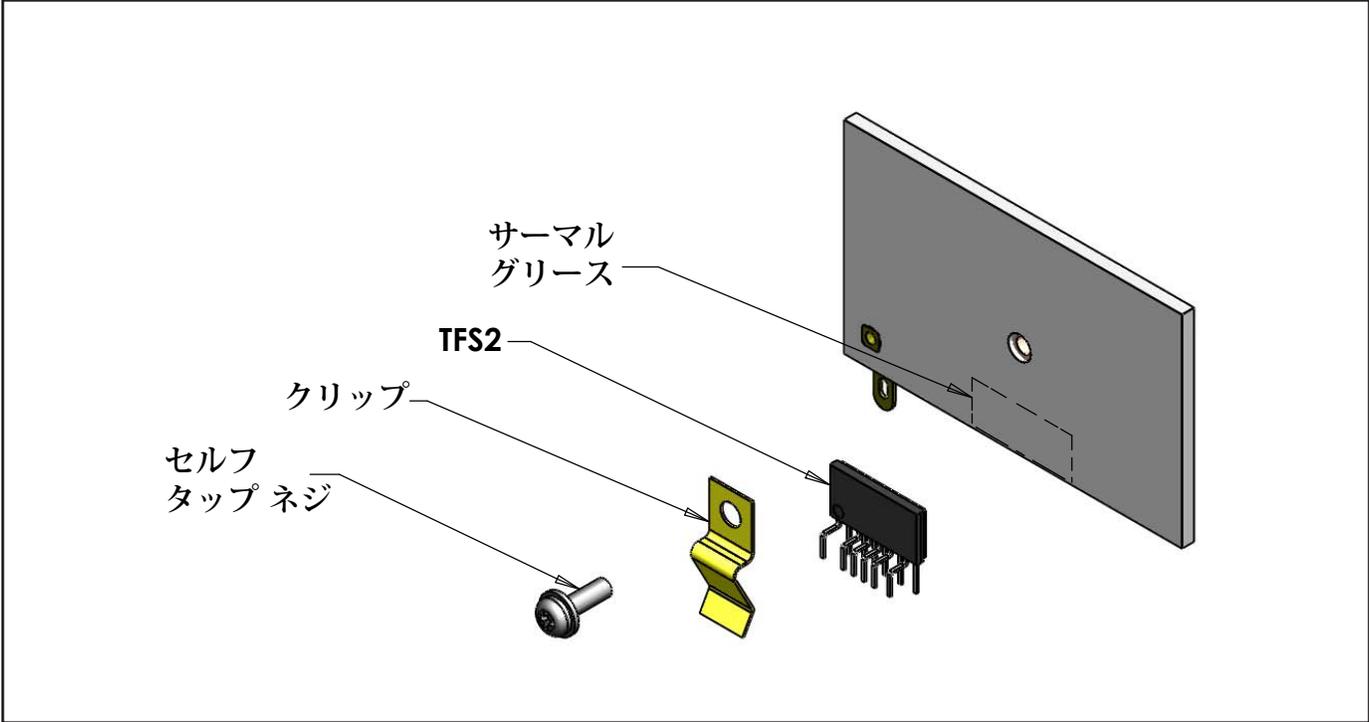
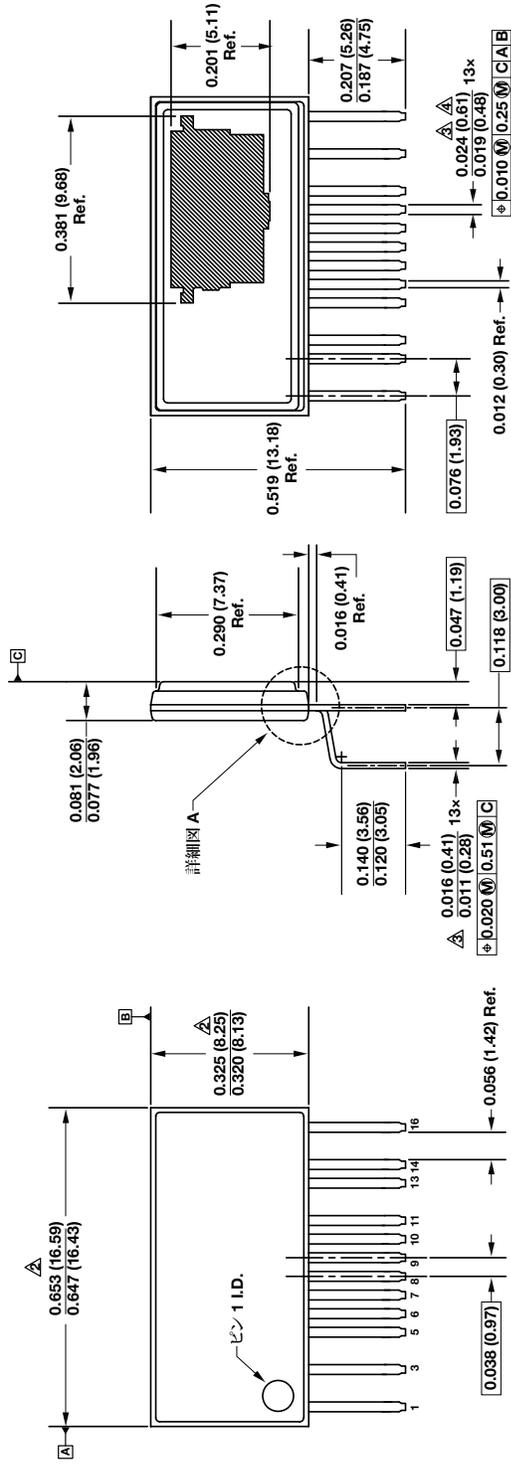


図 57. ヒートシンクアセンブリ - 熱伝導シリコン グリースを使用

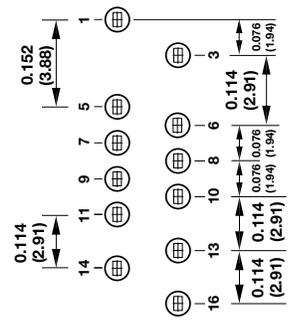
eSIP-16F (H パッケージ)



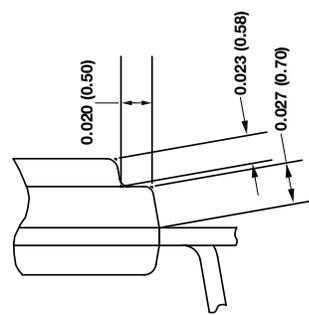
背面図

側面図

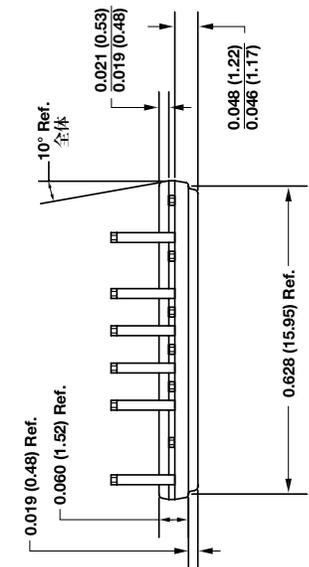
前面図



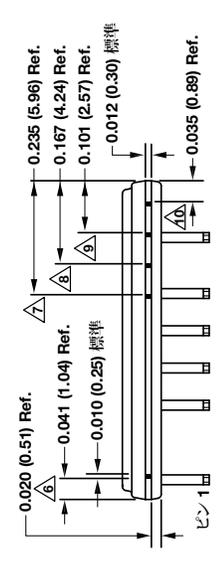
実装がハターン (N.I.TS) 寸法はすべてインチ (mm)



詳細図 A (縮尺 = 9x)



端面図



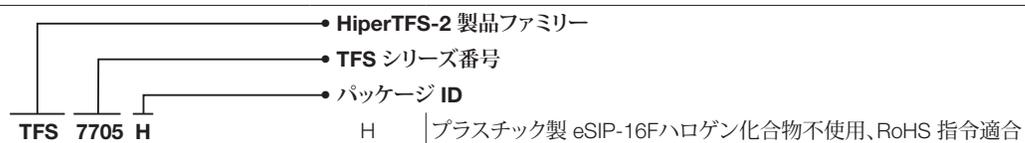
上面図 B-B 露出金属タイバーの位置

- 注:
1. ASME Y14.5M-1994 ごとの寸法および許容誤差。
 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ただきます。これには、金型の鍍バリ、タイバーのバリ、テープのバリ、およびインターリードの鍍バリは含まれません。プラスチック製本体の上部および下部の間のずれを含みます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] です。
 3. 図示した寸法は、メッキ層を含みます。
 4. インターリードの鍍バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はインチ (mm) です。
 6. SOURCE (ピン 6) に接続されます。
 7. HS (ピン 14) に接続されます。
 8. HD (ピン 16) に接続されます。
 9. HS (ピン 14) に接続されます。
 10. HD (ピン 16) に接続されます。

品番コード体系表

品番	オプション	数量
TFS7701H	チューブ	30
TFS7702H	チューブ	30
TFS7703H	チューブ	30
TFS7704H	チューブ	30
TFS7705H	チューブ	30
TFS7706H	チューブ	30
TFS7707H	チューブ	30
TFS7708H	チューブ	30

品番マーキング表



改訂	注	日付
A	コード A	2013 年 11 月
B	「出力短絡保護 (SCP)」の箇条書きの位置を 3 ページに移動	2015 年 4 月

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

Power Integrations は、信頼性または製造性を向上させるために、いつでも製品を変更する権利を留保します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害の黙示保証なども含めて、すべての保証を明確に否認します。

特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション (製品の外付けトランス構造と回路も含む) は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、潜在的に、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である場合があります。Power Integrations の持つ特許の完全なリストは、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。©2014, 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	ドイツ Lindwurmstrasse 114 80337 Munich ドイツ 電話: +49-895-527-39110 ファックス: +49-895-527-39200 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 2-12-11 電話: +81-45-471-1021 ファックス: +81-45-471-3717 電子メール: japansales@power.com	台湾 5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec.1 Nei Hu Dist. Taipei 11493, Taiwan R.O.C. 電話: +886-2-2659-4570 ファックス: +886-2-2659-4550 電子メール: taiwansales@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	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	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	イギリス First Floor, Unit 15, Meadway Court, Rutherford Close, Stevenage, Herts.SG1 2EF United Kingdom 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
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	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	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	