

LNK33x2-7D LinkSwitch-TNZ ファミリー

クラス最高の軽負荷時効率と損失ゼロの AC ゼロクロス検出を実現した
高効率のオフライン スイッチング電源用 IC

製品ハイライト

最高の性能と自由度の高い設計

- 損失ゼロのゼロクロス信号生成
- 降圧型、昇降圧型、フライバック型方式をサポート
- ラインと負荷全体で $\pm 3\%$ のレギュレーションを実現
- デバイスのカレントリミットを選択可能
- 高精度のカレントリミットを有する 66 kHz 動作
 - 低コストの既製インダクタを使用可能
 - 磁気部品と出力コンデンサのサイズ及びコストを削減
- 周波数ジッタリングにより EMI フィルタの複雑さを緩和
- X コンデンサ放電機能 (LNK331x のみ)

高度な安全性及び信頼性

- ソフトスタートにより起動時のシステム部品のストレスを抑制
- 短絡及びオープン ループ異常時のオートリスタート機能
- 出力過電圧保護 (OVP)
- 入力過電圧保護 (OVL)
- ヒステリシス過熱保護 (OTP)
- DRAIN ピンとその他すべてのピン間の沿面距離が拡張され市場での信頼性を向上
- 725 V 定格 MOSFET による優れたサージ耐性
- Nemko (EN62368-1) 及び CB (IEC62368-1) 認証

EcoSmart™ – 高効率

- IC 待機時供給電流 100 μ A 未満
- ON/OFF 制御により広い負荷範囲にわたって一定の効率を維持
- 世界中のあらゆるエネルギー効率規制に容易に適合
- 外部バイアス使用時の無負荷時待機電力 30 mW 未満

用途

- ホーム及びビルディング オートメーション
- 中性線あり/なしの、調光器スイッチ及びセンサー
- 家電製品
- IoT 及び産業用制御機器

概要

LinkSwitch™-TNZ ファミリー IC は、電力変換と、一般的にシステム クロックやタイミング機能に使用される損失ゼロの AC ゼロクロス検出する機能を組み合わせています。高集積 LinkSwitch-TNZ IC を使用した設計では、ディスプレイ実装よりも柔軟で、部品点数が 40% 以上削減されます。低電力フライバック設計では、80% を超える高効率を実現することに加えて、オン/オフ制御により軽負荷時の消費電力が非常に低く抑えられ、システム待機時により多くの機能 (ディスプレイ、ワイヤレス接続、センサーなど) をアクティブにすることができます。デバイス ファミリーは、降圧型、昇降圧型、フライバック型コンバータ方式をサポートします。

各デバイスには、725 V パワー MOSFET、発振器、さらに自己バイアス用高電圧定電流回路、周波数ジッター機能、高速 (サイクルバイサイクル) カレントリミット、ヒステリシスサーマルシャットダウン、出力および入力過電圧保護回路のすべてがモノリシック IC に統合されています。内蔵しています。

LinkSwitch-TNZ IC は待機時に 100 μ A 未満の電流を消費し、世界中の無負荷及び待機時電力規制に適合する電源を設計できます。MOSFET カレントリミット モードは BYPASS ピン コンデンサ値により選択できます。カレントリミット レベルが高い場合は、最大連続出力電流を供給できる一方、カレントリミット レベルが低い場合は、非常に低コストの小型の表面実装インダクタを使用できます。一連の保護機能により、入出力過電圧異常、デバイスの過熱異常、レギュレーションの喪失、及び電源出力の過負荷または短絡異常からデバイスとシステムを保護する、安全で信頼性の高い電源を実現します。

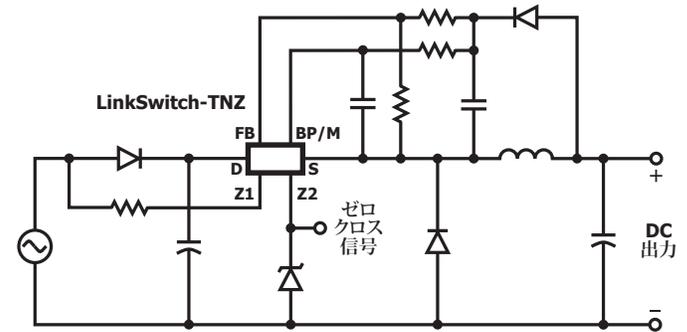


図 1. 標準的な降圧型コンバータ アプリケーション (フライバックとその他の回路構成については「応用例」セクションを参照してください)



図 2. パッケージ: D: SO-8C

降圧型コンバータの場合の出力電流テーブル¹

製品	230 VAC $\pm 15\%$		85-265 VAC	
	MDCM ²	CCM ³	MDCM ²	CCM ³
LNK33x2D	63 mA	80 mA	63 mA	80 mA
LNK33x4D	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK33x6D	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA
LNK33x7D	360 mA	575 mA	360 mA	575 mA

テーブル 1. 出力電流テーブル

注:

1. デバイスがデフォルトのカレントリミット、適切なヒートシンクで動作している場合における非絶縁降圧型コンバータの標準的な出力電流です。出力電力容量は対応する出力電圧及び温度要件によって異なります。完全な不連続動作モード (DCM) の動作を含めた詳細については、「応用時の重要検討項目」を参照してください。
2. ほぼすべての条件化で不連続動作モード。
3. 連続動作モード。

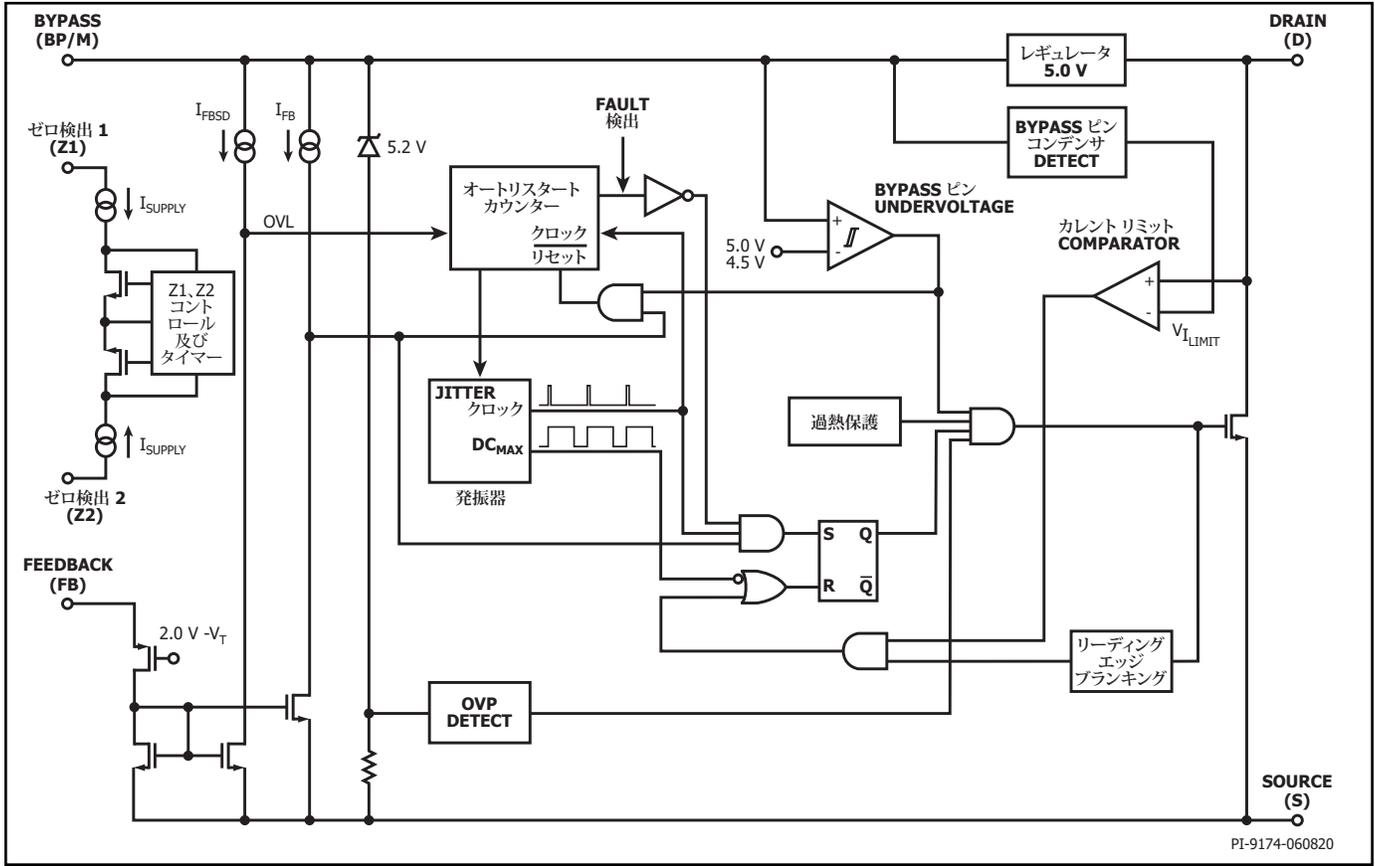
フライバック方式の場合の出力電流テーブル⁶

製品	オープン フレーム ⁴	
	230 VAC $\pm 15\%$	85-265 VAC
LNK33x2D	5 W	3 W
LNK33x4D	10 W	6 W
LNK33x6/7D ⁵	18 W	12 W

テーブル 2. 出力電流テーブル

注:

4. 周囲温度 25°C 条件で、適切なヒートシンクを有した、オープン フレーム設計での実質的な最大連続電力。
5. フライバックでは最高の効率を得るために LNK33x6 を推奨します。
6. 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。



PI-9174-060820

図 3. 機能ブロック図

ピン機能の説明

Z1 ピン及び Z2 ピン

- Z1 及び Z2 は、ゼロクロス検出 (ZCD) 信号生成、X コンデンサ放電、またはその両方のために、組み合わせて使用されます。
- ゼロクロスの場合、Z1 は、外付け抵抗を介して入力 AC ラインの 1 つに接続されます。その一方で、Z2 は ZCD 信号出力を形成します。
- X コンデンサ放電の場合 (LNK331x のみ)、Z1 は、外付け抵抗を介して、一方の AC 入力ラインに接続されます。また、Z2 は、他の外付け抵抗を介して、もう一方の AC 入力ラインに接続されます。
- また、Z1 及び Z2 は、X コンデンサ放電機能と ZCD 信号生成機能を組み合わせるために使用することもできます (LNK331x のみ)。詳細については、「アプリケーション」セクションを参照してください。
- この機能を使用しない場合は、Z1 及び Z2 ピンを SOURCE (S) ピンに接続してください。
- Z1 及び Z2 は、互換性があります。

DRAIN (D) ピン

パワー MOSFET のドレイン ピンです。起動時及び定常動作時に、内部動作電流を供給します。

BYPASS (BP/M) ピン

このピンには、次に示す複数の機能があります。

- 内部で生成される 5.0 V 電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ピンです。
- 接続された容量値に応じてカレントリミットを選択します。0.1 μF コンデンサを使用すると、標準カレントリミット値になります。1 μF コンデンサを使用すると、カレントリミットは小さくなり、低コストの表面実装降圧型チョークコイルによる設計が可能になります。
- シャットダウン機能を実現します。BYPASS ピンへの供給電流が内部発振器 (f_{OSC}) の 2 ~ 3 サイクルの期間、 I_{FBSD} を超過した場合、デバイスはオートリスタートモードに入ります。これを使用することで、外付け回路で出力過電圧保護機能を実現できます。

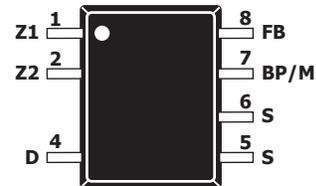
FEEDBACK (FB) ピン

通常動作中のパワー MOSFET のスイッチングは FEEDBACK ピンによって制御されます。 I_{FB} (49 μA) よりも大きい電流がこのピンに供給されると、MOSFET のスイッチングは停止します。このピンに、 I_{FBSD} (670 μA) よりも大きい電流が 2 つの連続したスイッチング サイクルにわたって供給されると、入力過電圧保護が検出されます。

SOURCE (S) ピン

このピンは、パワー MOSFET のソース接続です。また、BYPASS ピン及び FEEDBACK ピンのグラウンド基準でもあります。

D パッケージ (SO-8C)



PI-7842b-060820

図 4. ピン配置図

LinkSwitch-TNZ の機能概要

LinkSwitch-TNZ には、1つのパッケージに高耐圧パワー MOSFET スイッチと電源コントローラが組み込まれています。従来の PWM (パルス幅変調方式) コントローラと異なり、LinkSwitch-TNZ はシンプルな ON/OFF 制御で出力電圧を制御します。LinkSwitch-TNZ コントローラは、発振器、フィードバック (検出及びロジック) 回路、5.0 V レギュレータ、BYPASS ピン低電圧回路、過熱保護、入力と出力の過電圧保護、周波数ジッター機能、カレントリミット回路、リーディング エッジ ブランキング、及び 725 V パワー MOSFET で構成されています。それに加え、LinkSwitch-TNZ には、オートリスタート用の回路が追加されています。

発振器

通常、発振周波数は、内部で平均 f_{OSC} (66 kHz) に設定されます。発振器では最大デューティ サイクル信号 (DC_{MAX}) 及び各サイクルの開始を示すクロック信号の 2 種類の信号が生成されます。

LinkSwitch-TNZ 発振器には、EMI エミッションを最小限に抑えるために、通常ピークトゥピークで 4 kHz の小幅な周波数ジッターを発生させる回路が組み込まれています。平均値と準尖頭値の両方の EMI 低減効果を最適化するために、周波数ジッターは 1 kHz に設定されています。周波数ジッターを計測する際は、オシロスコープを使用して、ドレイン波形の波形の立ち下がりエッジでトリガするようにします。図 5 の波形は、LinkSwitch-TNZ の周波数ジッターを示します。

ソフトスタート

起動時またはオートリスタートの再起動中、デバイスは、一時的に発振器の周波数を f_{OSCRSS} (通常は 33 kHz) に下げて、ソフトスタートを適用します。ソフトスタートは、256 スウィッチング サイクルが経過するか、または出力電圧がレギュレーションに達すると、終了します。

フィードバック入力回路

FEEDBACK ピンのフィードバック入力回路は、 V_{FB} (2.0 V) に設定された低インピーダンス ソース フォロウ出力で構成されます。このピンに供給される電流が I_{FB} (49 μ A) を超えると、フィードバック回路の出力で low ロジックレベル (ディゼーブル) が作られます。この出力は、クロック信号の立ち上がりエッジにおける各サイクルの開始点でサンプリングされます。High レベルの場合はそのサイクルでパワー MOSFET がオン (イネーブル) になりますが、Low レベルの場合はオフ (ディゼーブル) のままとなります。サンプリングは、各サイクルの開始点でのみ行われます。サイクルの残りの期間に発生する FEEDBACK ピンの電圧または電流の変化は、MOSFET のイネーブル/ディゼーブルのステータスに影響しません。MOSFET が少なくとも 2 サイクル連続でイネーブルの場合に、 I_{FBSD} を超える電流が FEEDBACK ピンに入ると、部品はスイッチングを停止し、オートリスタート OFF タイムに入ります。オートリスタートのオフ時間が経過すると、通常のスイッチングが再開されます。このシャットダウン機能を使用すると、フライバックコンバータで入力過電圧保護に対応できます (図 6 を参照)。FEEDBACK ピンへの電流は 1.2 mA 未満に制限する必要があります。

5.0 V レギュレータと 5.2 V シャント電圧クランプ

5.0 V レギュレータは、MOSFET がオフのときに DRAIN 電圧から電流を引き込むことによって、BYPASS ピンに接続されたバイパス コンデンサを V_{BP} まで充電します。BYPASS ピンは LinkSwitch-TNZ の内部回路用電源ピンです。MOSFET がオンすると、LinkSwitch-TNZ はバイパス コンデンサに蓄積されたエネルギーで動作します。内部回路の消費電力は極めて小さいため、LinkSwitch-TNZ は、DRAIN ピンから供給される電流で連続的に動作することが可能です。バイパス コンデンサの値が 0.1 μ F であれば、高周波デカップリングにも電力供給にも十分対応できます。さらに、外付け抵抗を介して BYPASS ピンに電流が供給される際に、BYPASS ピン電圧を $V_{BP(SHUNT)}$ (5.2 V) にクランプするシャント レギュレータがあります。これにより、バイパス巻線を介した LinkSwitch-TNZ への外部電力の供給が容易になり、無負荷時電力消費を約 10 mW まで減らすことができます (フライバック回路の場合)。 I_{BPSD} 以上の電流が BYPASS ピンに供給されると、デバイスは瞬時にスイッチングを停止して、オートリスタート モードになります。フライバックコンバータにおいて、出力電圧から BYPASS ピンに外付けツェナーダイオードを追加すると、ヒステリシス OVP 機能を使用できます (図 6 を参照)。BYPASS ピンへの電流は 16 mA 未満に制限する必要があります。

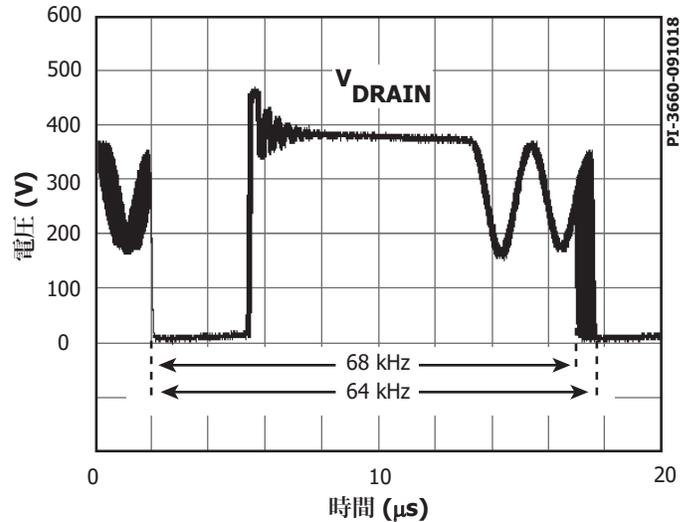


図 5. 周波数ジッター

BYPASS ピン低電圧検出

BYPASS ピン低電圧回路は、BYPASS ピンの電圧が $V_{BP} - V_{BPH}$ (約 4.5 V) を下回ると、パワー MOSFET をオフにします。BYPASS ピンの電圧がこのスレッシュホールドを下回った場合は、パワー MOSFET のスイッチングを有効に (ターンオン) するために、これを V_{BP} まで上げる必要があります。

過熱保護

過熱保護回路はダイの温度を検知します。スレッシュホールドは、75 $^{\circ}$ C (T_{SDH}) のヒステリシスで T_{SD} (Typ. 142 $^{\circ}$ C) に設定されています。ダイの温度が T_{SD} を上回ると、パワー MOSFET は停止します。ダイの温度が $T_{SD} - T_{SDH}$ に下がると、パワー MOSFET は再び動作を開始します。

カレントリミット

カレントリミット回路は、パワー MOSFET の電流を検出します。この電流が内部スレッシュホールド (I_{LIMT}) を超えると、そのサイクルの残りの期間、パワー MOSFET はオフにします。パワー MOSFET がオンになった後、リーディング エッジ ブランキング回路は短時間 (t_{LEB}) の間、カレントリミット機能を停止させます。このリーディング エッジ ブランキング時間は、コンデンサ及び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、適切な値に設定されています。カレントリミットは BYPASS ピン コンデンサを使用して選択できます (標準カレントリミットでは 0.1 μ F、ロー カレントリミットでは 1 μ F)。LinkSwitch-TNZ は、スイッチング前の起動時に通常のカレントリミットか、ロー カレントリミットか選別します。

オートリスタート

出力過負荷、出力短絡、またはオープン ループ等の異常状態が発生した場合、LinkSwitch-TNZ はオートリスタート動作に入ります。発振器で記録された内部カウンタは、FEEDBACK ピンが High になるたびにリセットされます。FEEDBACK ピンが $t_{AR(ON)}$ (50 ms) の間、High にならない場合、パワー MOSFET スwitchingはオートリスタート OFF 時間に等しい期間、停止します。最初に異常検出された場合のみ、OFF 時間は 150 ms ($t_{AR(OFF)}$) 最初の OFF 期間) です。異常状態が継続すると、その後の OFF 時間は 1500 ms ($t_{AR(OFF)}$ 後続期間) になります。異常状態が解消されるまでは、オートリスタート機能により、パワー MOSFET のスイッチングはオン/オフが繰り返されます。オートリスタート カウンタはスイッチ発振器によってリセットされます。

ヒステリシス出力過電圧保護

LinkSwitch-TNZ IC による出力過電圧保護は、BYPASS ピンに I_{BPSD} を超える電流が流れた場合にトリガされるオートリスタート動作となります。内部フィルタに加えて、BYPASS ピン コンデンサは外部フィルタを形成して偶発的なトリガに対するノイズ耐性を高めます。バイパス コンデンサの高周波フィルタとしての効果を高めるには、コンデンサをデバイスの SOURCE ピン及び BYPASS ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。

フライバックコンバータで OVP 機能を実現するには、出力電圧と BYPASS ピンをツェナーダイオードで接続します。図 6 の回路例に、出力過電圧保護を簡単に実装する方法を示します。さらにフィルタを追加するには、小さい値 ($10 \Omega \sim 47 \Omega$) の抵抗を OVP ツェナーダイオードと直列に挿入します。OVP ツェナーダイオードと直列の抵抗は、BYPASS ピンへの最大電流も制限します。電流は 16 mA 未満に制限する必要があります。

フィードバックの欠落による異常発生時、出力電圧は通常の電圧から急激に上昇します。出力電圧が出力から BYPASS ピンに接続されたツェナーダイオードの定格電圧とバイパス電圧の合計を超えると、BYPASS ピンに流れる電流が I_{BPSD} を超え、オートリスタートがトリガされて電源を過電圧から保護します。

入力過電圧保護

フライバックコンバータでは、LinkSwitch-TNZ は、回路構成に応じて FEEDBACK ピンに流れる電流を監視することでパワー MOSFET のオン時間中の DC バス過電圧状態を間接的に検出します。図 7 に有効な回路例を示します。MOSFET のオン時に、二次巻線の電圧は一次巻線の電圧に比例します。したがって、トランジスタ Q3 のエミッタ及びベースを流れる電流は V_{BUS} に依存します。間接的なラインセンシングは電力損失を最小限に抑え、入力 OV 保護に使用されます。LinkSwitch-TNZ は、少なくとも 2 つの連続するスイッチングサイクルの間、FEEDBACK ピン電流が入力過電圧スレッショールド電流 I_{FBSD} を超過した場合、オートリスタートモードになります。

高精度の入力 OV スレッショールド電圧及び良好な効率、レギュレーション性能、及び安定性を高めるには、トランスの漏れインダクタンスを最小限に抑える必要があります。漏れが小さいと、入力 OV サンプリングの誤差の原因になる二次巻線のリングングが最小化されます。設計によっては、入力電圧のサンプリング時に二次巻線のリングングを減衰させるために、整流ダイオードに RC スナバが必要になることがあります。

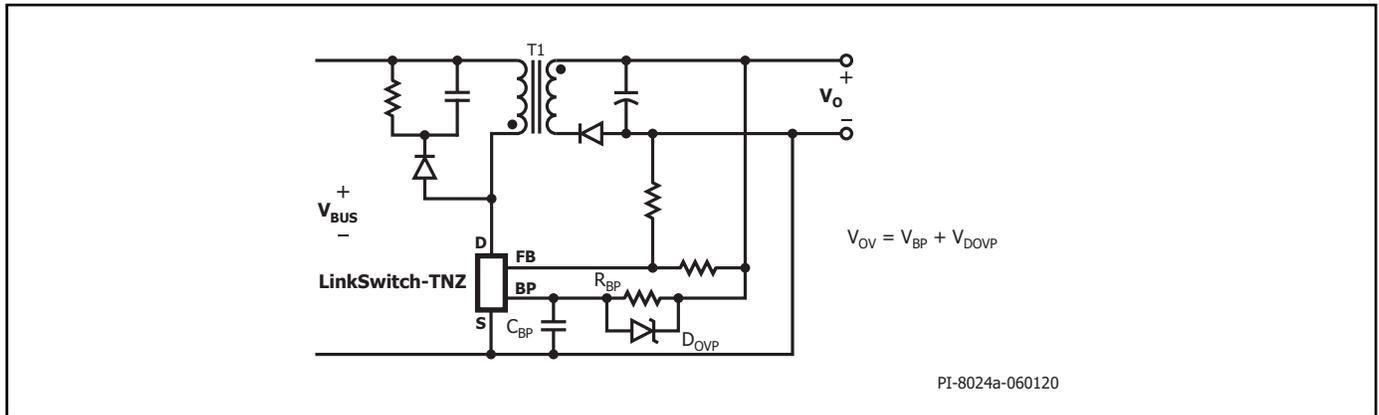


図 6. 出力過電圧保護機能を備えた非絶縁型フライバックコンバータ (Z1/Z2 回路は明示されていない)

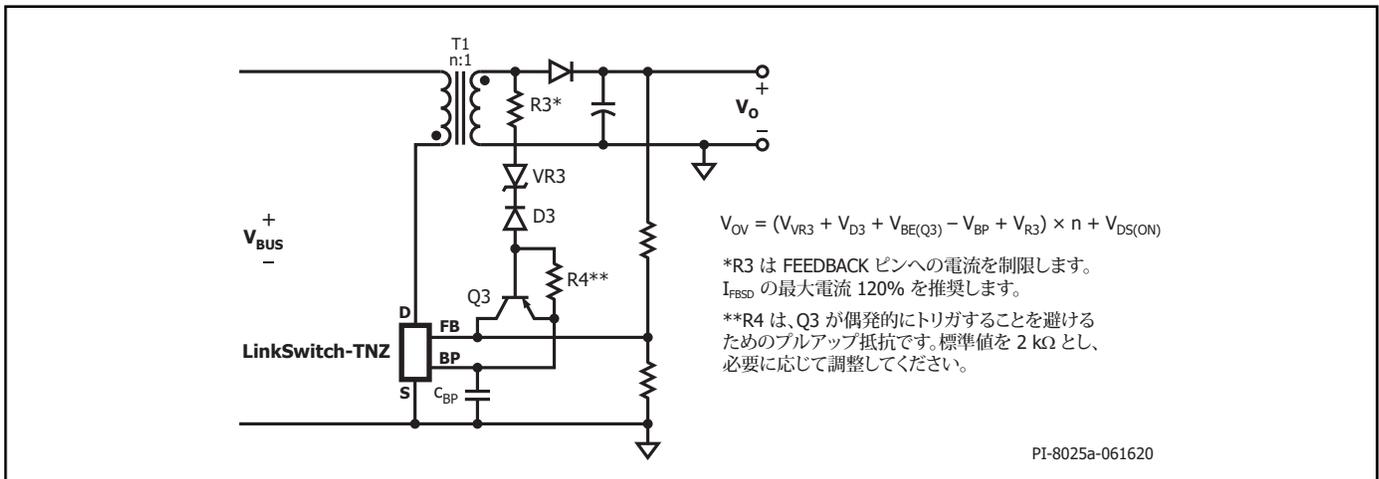


図 7. FEEDBACK ピンを使用した過電圧保護の入力センシング (Z1/Z2 回路は明示されていない)

カレントリミット ステート マシンの ON/OFF 動作

LNK33x7 の内部クロックは常に動作します。各クロック サイクルの開始時に、FEEDBACK ピンをサンプリングしてスイッチング サイクルを実行するかどうかを判定し、サイクルを複数回経過したサンプルのシーケンスに基づいて適切なカレントリミットを決定します。負荷が大きいと、ステートマシンはカレントリミットを最大値に設定します。負荷が軽いと、ステートマシンはカレントリミットの値を減少させます。

最大負荷に近い場合、LNK33x7 はクロック サイクルのほぼすべてで動作します (図 8)。負荷がわずかに軽いと、電源出力の電圧レギュレーションを維持するために、それに続くサイクルを「スキップ」します (図 9)。中程度の負荷では、サイクルはスキップされ、カレントリミットは減少します (図 10)。負荷が極めて軽いと、カレントリミットはさらに減少します (図 11)。電源の電力消費を抑えるために発生するサイクルはごくわずかです。

ON/OFF 制御スキームの応答時間は、PWM コントロール回路と比較すると非常に高速です。このため、高精度なレギュレーションと優れた過渡応答を実現します。

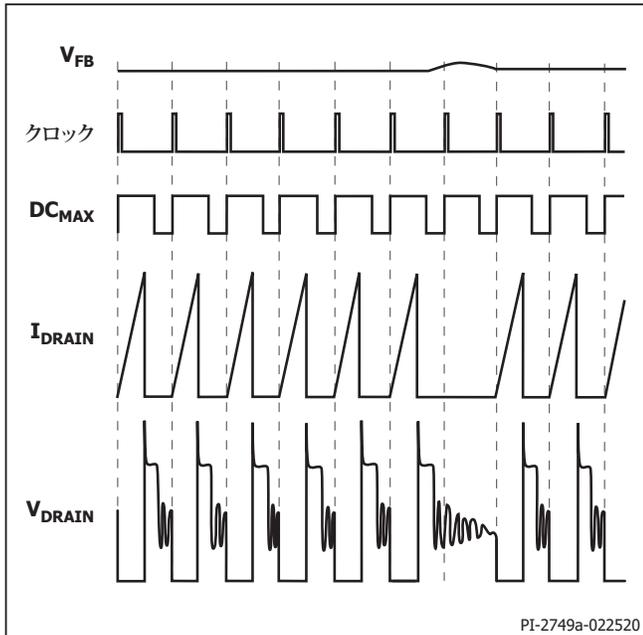


図 8. ほぼ最大負荷での動作 (フライバック)

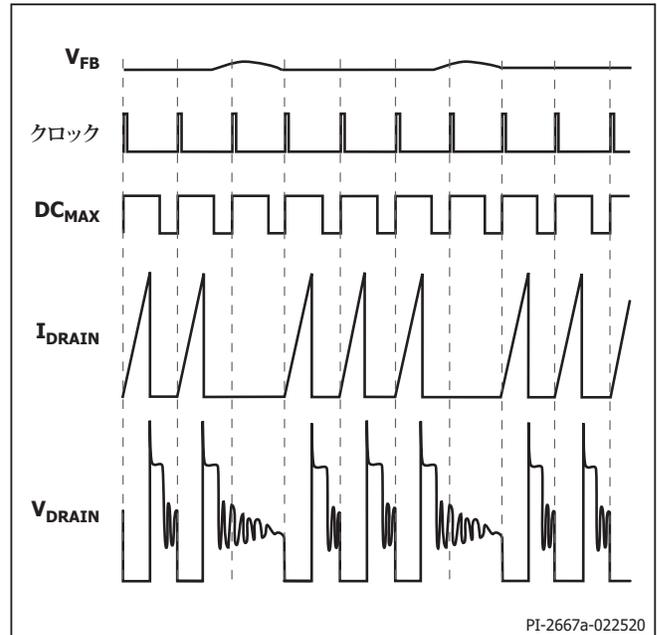


図 9. やや高負荷での動作 (フライバック)

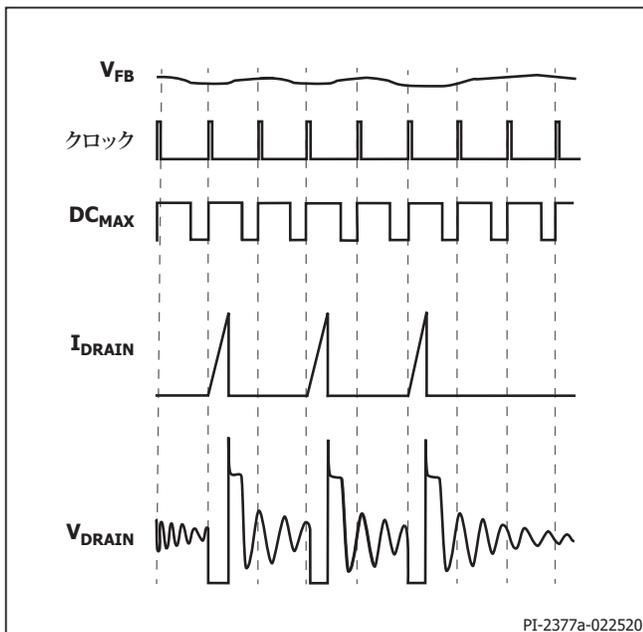


図 10. 中負荷での動作 (フライバック)

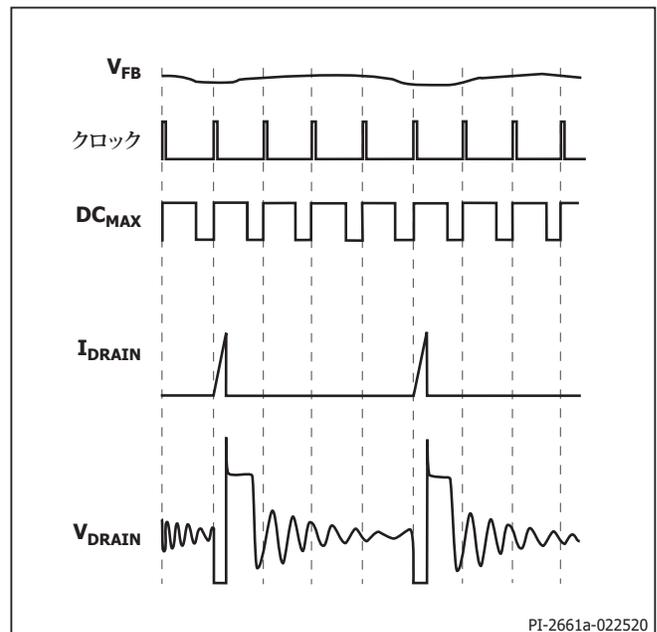


図 11. かなり軽負荷での動作 (フライバック)

応用例

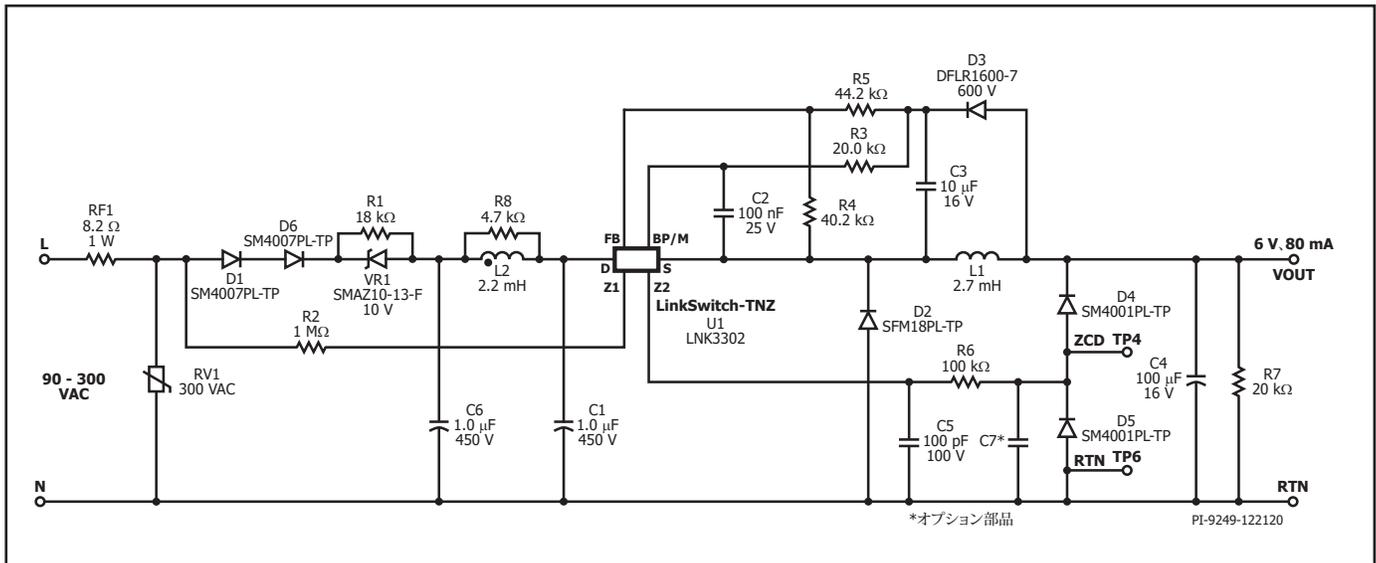


図 12. LinkSwitch-TNZ を使用したゼロクロス検出機能搭載の、ユニバーサル入力、6 V、80 mA 定電圧電源

0.48 W ユニバーサル入力降圧型コンバータ

図 12 に、2 ワイヤのスマート スイッチ用途に使用する 6 V、80 mA の非絶縁電源の一般的な回路を示します。

入力段は、ヒューズ抵抗 RF1、バリスタ RV1、ダイオード D1 及び D6、コンデンサ C1 及び C6、インダクタ L2 と抵抗 R8、及び R-Z 回路 R1 及び VR1 で構成されます。抵抗 RF1 はヒューズ特性と難燃性タイプの巻線型抵抗です。次に示すいくつかの機能があります。

- ダイオード D1、D6 を安全な状態に保つように突入電流を制限します。
- ディファレンシャル モード ノイズを低減します。
- 他のいずれかの部品によって短絡回路が機能しない場合、入力ヒューズとして機能します (部品の発煙、発火を防ぎ、安全にオープン回路により停止します)。

RV1 は、サージ保護のために追加されます。システム効率を増やす大きな直列抵抗 R1 を配置することで、R-Z 回路は、無負荷時入力電流を最小限に抑えます。ツェナー ダイオードは、起動中及び出力負荷が高いときに、R1 の電圧をクランプします。

D1 及び D6 は、通常 2 kV 以上で試験されるリング ウェーブ サージ中に、整流に加えて保護を実現します。ZCD 測定中の位相シフトを回避するため、ダイオードの 1 つをニュートラル側に配置することは推奨しません。

パワー回路部は LinkSwitch-TNZ U1、フリーホイーリング ダイオード D2、出力チョーク L1、及び出力コンデンサ C4 で構成されています。LNK3302 は、電源がほぼ連続動作モード (CCM) で動作するように、選択されました。ダイオード D2 は逆回復時間 (t_{rr}) が約 35 ns の、CCM 動作に推奨される超高速ダイオードです。通常不連続動作モード (MDCM) では、 t_{rr} が 75 ns のダイオードが許容されます。インダクタ L1 は、適切な RMS 電流定格を備えた標準の既製インダクタです。コンデンサ C4 は、低 ESR の電解コンデンサで、出力電圧リップルを最小限に抑えます。軽負荷または無負荷の状態では、出力電圧を定格電圧の約 110% に制限するには、小さいダミー抵抗 R7 が必要です。

値が 100 nF のコンデンサ C2 は、カレントリミットを標準モードに設定します。抵抗 R3 は、外付け電流供給を BYPASS (BP) ピンに提供し、無負荷時入力電力を抑えます。

D2 及び D3 の順方向電圧降下はほぼ同じです。従って、C3 の両端電圧は、ほぼ出力電圧に等しい値になります。C3 にかかる電圧は、U1 の FEEDBACK ピンに接続された抵抗分割回路 R4 及び R5 を介して検知及び制御されます。R4 及び R5 の値は、目的の出力電圧で FEEDBACK ピンの電圧が 2 V となるように選択します。

スイッチング サイクルをスキップすることにより、レギュレーションは一定に保たれます。出力電圧が上昇すると、FEEDBACK ピンに流れる電流が増大します。この電流が I_{FB} を超える場合は、電流が I_{FB} を下回るまで、それ以降のスイッチング サイクルがスキップされます。したがって、出力負荷が小さくなると、スキップされるサイクルが増え、負荷が大きくなると、スキップされるサイクルが少なくなります。50 ms 間サイクルがスキップされなかった場合、LinkSwitch-TNZ は過負荷保護としてオートリスタートを開始して、平均出力電力を最大過負荷電力の約 3% に制限します。

Z1 ピン及び Z2 ピンは、損失ゼロ (5 mW 未満) のゼロクロス検出 (ZCD) 回路を提供するように構成されます。Z2 は、抵抗 R2 を介して、入力 AC ラインの 1 つに接続されます。その一方で、Z1 は ZCD 信号出力を形成します。

AC 電圧がニュートラルに対してプラスの場合、D4 は、順方向にバイアスされ、ZCD 出力を $V_{OUT} + 0.7$ V にクランプします。AC 入力がマイナス方向の位相の場合、D5 は順方向にバイアスされ、ZCD 出力を -0.7 V クランプします。

R2、C5、R6、及びオプションの C7 で構成されるこの受動部品は、ノイズフィルタリングを提供し、クリーンな ZCD 信号を実現します。ZCD 全体の遅延が 200 μ s 未満となるように定数を選択します。C7 は、追加のフィルタが必要になった場合のためのプレースホルダーです。D5 には十分な容量があるため、追加のコンデンサは不要です。ただし、容量が大きすぎると遅延が発生するため、ダイオードの選択には細心の注意が必要です。

応用時の重要検討項目

LinkSwitch-TNZ の設計上の考慮事項

出力電流テーブル (降圧型方式)

テーブル 1 に、LinkSwitch-TNZ が以下の想定条件下で供給可能な、標準的な実効連続出力電流を示します。

1. 降圧型方式。
2. 最小 DC 入力電圧は 70 V 以上。入力コンデンサの値はこの基準を満たすことができる大きさにする必要があります。
3. CCM 動作の場合、KRP* が 0.4。
4. 12 VDC 出力電圧。
5. 75% の効率。
6. MDCM動作では $t_{RR} \leq 75$ ns、CCM動作では $t_{RR} \leq 35$ ns のキャッチ/フリーホイール ダイオードを使用します。
7. SOURCE ピン温度を 110°C 以下に保つように、SOURCE ピンを十分な大きさの銅面に半田付け実装。

*KRP はインダクタ電流のピークに対するリップルの比です。

出力電力テーブル (フライバック方式)

テーブル 2 に、LinkSwitch-TNZ が以下の想定条件下で供給可能な、最大実効連続電力を示します。

1. フライバック方式。
2. 12 VDC 出力電圧。
3. 75% の効率。
4. KRP が 0.6 の CCM 動作。
5. オープン フレーム、周囲温度 25 °C
6. 部品の SOURCE ピンは、温度を 110 °C 以下に保つために十分な広さの銅面にはんだ付け実装します。

LinkSwitch-TNZ の選択及び MDCM と CCM 動作の選択

LinkSwitch-TNZ デバイス、フリーホイール ダイオード、及び全体コストを最小にする出力インダクタを選択します。一般に、MDCM の場合、コンバータのコストが最小で、効率が最大になります。CCM 設計では、すべての場合において、大きなインダクタ、超高速 ($t_{RR} \leq 35$ ns) のフリーホイール ダイオードが必要です。MDCM でサイズの大きい LinkSwitch-TNZ を使用する方が、CCM でサイズの小さい LinkSwitch-TNZ を使用するよりもコストが下がります。CCM 設計では、外付け部品のコストが大きくなるからです。ただし、最大出力電流が必要な場合は、次のガイドラインに従って CCM で設計する必要があります。

トポロジのオプション

LinkSwitch-TNZ は、出力電圧公差及びレギュレーション改善のためのフォトカプラやリファレンスの有無によらず、一般的な全てのトポロジで使用できます。テーブル 2 にこれらの構成の概要を示します。詳細については、「アプリケーション ノート」(LinkSwitch-TNZ 設計ガイド) を参照してください。

部品選択

図 12 に示すように、LinkSwitch-TNZ 設計用の部品を選択する際は次の検討事項が役立ちます。

BYPASS ピン コンデンサ C2

BYPASS ピンに接続するコンデンサはコントローラに対してデカップリングを提供し、カレントリミットも選択します。データシートに示すように、0.1 μ F または 1 μ F のコンデンサを使用できます。電解コンデンサを使用することもできますが、コンデンサを IC の近くに配置してスイッチング電源をコンパクトに設計できることから、表面実装の積層セラミックコンデンサを推奨します。DC バイアスおよび温度に対する容量変化を最小にするには、16 V、25 V 以上の X7R 誘電体コンデンサを推奨します。

フリーホイール ダイオード D2

ダイオード D2 は超高速タイプにする必要があります。MDCM の場合、逆回復時間 $t_{RR} \leq 75$ ns で、70 °C 以下の温度で使用する必要があります。低速ダイオードは使用できません。起動時に連続モード動作が発生して、リーディング エッジ スパイク電流が増大し、スイッチング サイクルが早期に終了して出力電圧が規定値に達しないためです。周囲温度が 70 °C を超えている場合は、 $t_{RR} \leq 35$ ns のダイオードを使用する必要があります。

CCM の場合、逆回復時間が $t_{RR} \leq 35$ ns の超高速ダイオードを使用する必要があります。低速ダイオードを使用すると、リーディング エッジ カレント スパイクが過剰に発生して、スイッチング サイクルが早期に終了し、最大電力を供給できなくなります。

高速リカバリー ダイオード及び低速リカバリー ダイオードは使用しないでください。逆回復電流が増大して、ダイオードの消費電力が大きくなり、LinkSwitch-TNZ の最大ドレイン電流仕様を超えることがあります。

フィードバック ダイオード D3

ダイオード D3 に 1N400X シリーズなどの低コストの低速ダイオードを使用できますが、指定された逆回復時間を保証するには、ガラス保護膜付きタイプを選択する必要があります。D2 及び D3 の順方向電圧降下はほぼ同じである必要があります。

インダクタ L1

設計要件を満たす標準の既製インダクタを選択してください。低価格で単一のフェライトエレメントである「ドラム」或いは「ドッグボーン」といった「I 型」コアを推奨します。インダクタをワニス含浸して可聴ノイズを最小限に抑えます。Power Integrations の PI Expert 設計ツールに含まれている LinkSwitch-TNZ 設計計算シートから、インダクタンスの標準値及び RMS 電流値を取得できます。計算値より大きなインダクタンス及び RMS 電流定格の L1 を選択してください。

出力コンデンサ C4

コンデンサ C4 の主な機能は、インダクタ電流を平滑することです。実際の出カリップル電圧は、このコンデンサの ESR の影響を受けます。このコンデンサの ESR の概算値が、定格リップル電圧を選定した LinkSwitch-TNZ の標準カレントリミットで割った値を超えないようにしてください。

フィードバック抵抗 R4 及び R5

R4 及び R5 で形成されている抵抗分割回路の抵抗値は、FEEDBACK ピンで 2 V を維持するように選択されています。

外付けバイアス抵抗 R3

電源の無負荷時入力電力を低減するには、抵抗 R3 をフィードバック コンデンサ C3 から BYPASS ピンに接続することを推奨します。これは、出力電圧が $V_{BP(SHUNT)}$ より大きい電源に適用できます。無負荷時消費電力を最も低くするには、BYPASS ピンに流入する電流を I_{S1} よりわずかに高くする必要があります。最大負荷時効率及び放熱性を最適化するには、BYPASS ピンに供給される電流を I_{S2} Max の値よりもわずかに大きくする必要があります。

フィードバック コンデンサ C3

コンデンサ C3 には低コストの汎用コンデンサを使用できます。このコンデンサには「サンプル ホールド」機能があり、LinkSwitch-TNZ のオフ期間中に出力電圧まで充電します。標準値は 10 μ F です。

プリロード抵抗 R7

ハイサイドのダイレクトフィードバックでは、軽負荷または無負荷時に出力レギュレーションを維持するには、プリロード抵抗が必要です。R7 の値は、電力損失と出力レギュレーションのバランスをとるよう選択する必要があります。

ZCD 回路

図 12 の ZCD 構成は、あくまでも、トポロジ選択に基づいて選択可能なさまざまなオプションの 1 つの例です。ハイサイド降圧型構成の場合、フローティング SOURCE ピンが原因で、ハイライン最大負荷時に、Z1/Z2 ピンはスイッチングノイズ カップリングが発生しやすくなります。軽減されていないノイズは ZCD 信号に影響するだけでなく、より高い伝導性放射を引き起こす可能性があります。抵抗 R2 は、ZCD 遅延を許容レベルに保ちながら EMI への影響を最小限に抑えるのに十分な大きさにする必要があります。C5、R6、及びオプションの C7 (100 pF 未満) で構成されるフィルタのネットワークは、クリーンな ZCD 信号を確保するために必要です。D5 には、ジャンクション容量が 100 pF 未満のダイオードを選択します。

X コンデンサ放電 (LNK331x のみ)

X コンデンサ放電機能は、外付け直列抵抗を介して Z1 を AC 入力ラインの 1 つに接続し、他の外付け抵抗を介して Z2 を他の AC 入力ラインに接続することにより実現できます。X コンデンサ容量の合計及び直列抵抗範囲 (RC 時定数は 1 秒未満) の定格値は、次のテーブルに示すとおりです。

X コンデンサ容量の合計	直列抵抗の合計
100 nF ~ 6 μ F	7.5 M Ω ~ 142 k Ω

非絶縁構成

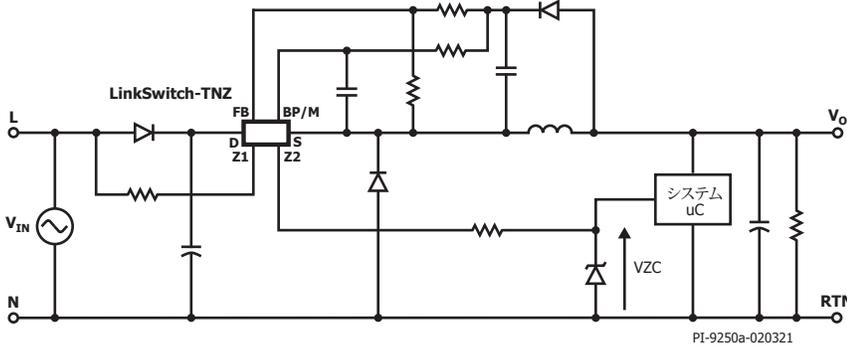


図 13. ハイサイド降圧型、半波整流、ツェナーダイオードを使用した ZCD

- ニュートラルを基準にした出力
- ニュートラルに対してプラスの出力電圧
- ステップダウン - $V_o < V_{IN}$
- 低コストのダイレクトフィードバック ($\pm 5\%$ typ.)
- レギュレーションを維持するには出力負荷が必要
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- ZCD ロジックは AC 入力に従う
- 最少の ZCD 部品点数
- ツェナーダイオードの寄生容量が大きいと ZCD 遅延に影響する可能性がある
- ZCD 低信号は、システム GND に対して -0.7 V
- X コンデンサ放電対応

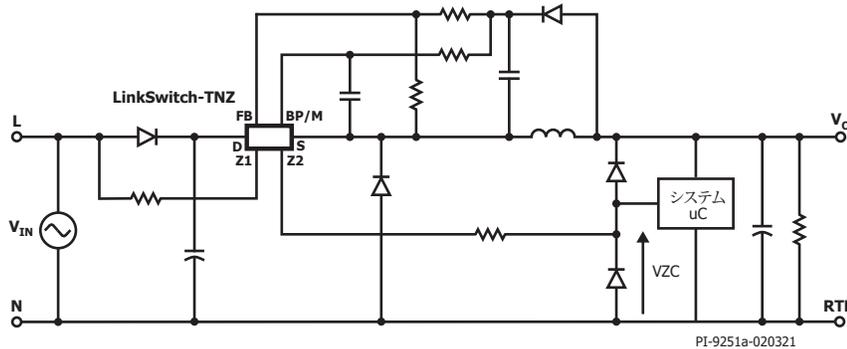
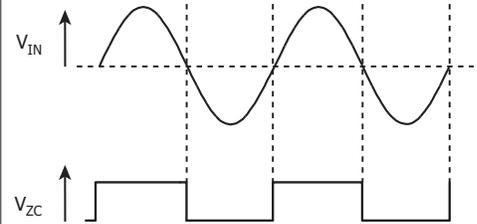
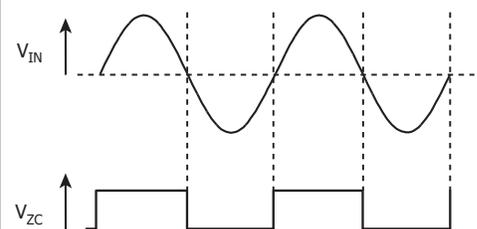
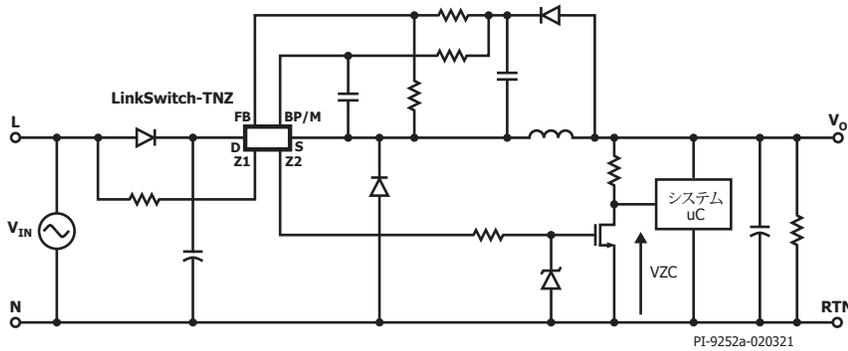


図 14. ハイサイド降圧型、半波整流、2つのダイオードを使用した ZCD

- ニュートラルを基準にした出力
- ニュートラルに対してプラスの出力電圧
- ステップダウン - $V_o < V_{IN}$
- 低コストのダイレクトフィードバック ($\pm 5\%$ typ.)
- レギュレーションを維持するには出力負荷が必要
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- ZCD ロジックは AC 入力に従う
- ツェナーよりも寄生容量が少ないため、通常は ZCD スルーレートが速い
- ZCD 低信号は、システム GND に対して -0.7 V
- X コンデンサ放電向けに構成されていない





- ニュートラルを基準にした出力
- ニュートラルに対してプラスの出力電圧
- ステップ ダウン $-V_o < V_{IN}$
- 低コストのダイレクト フィードバック ($\pm 5\%$ typ.)
- レギュレーションを維持するには出力負荷が必要
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- AC 入力に対して ZCD ロジックを反転
- ZCD ロジック低信号はシステム GND と同じ
- X コンデンサ放電対応

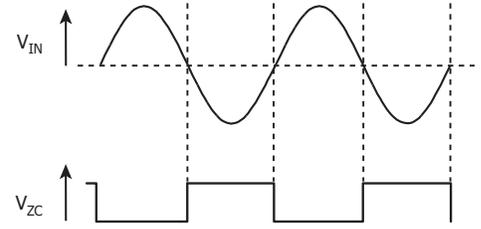
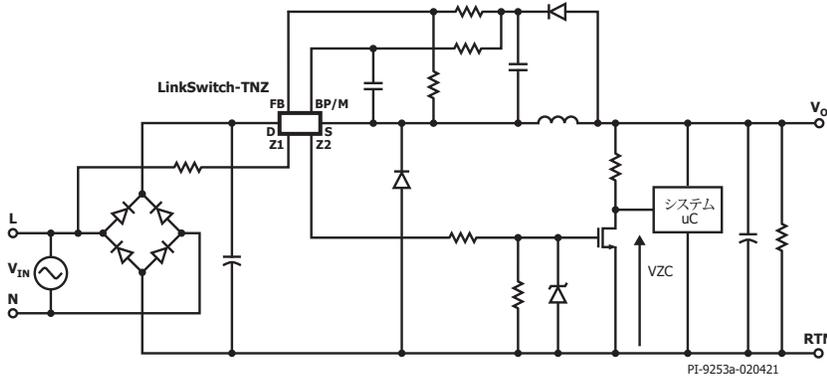


図 15. ハイサイド降圧型、MOSFET を使用した半波整流 ZCD



- ニュートラルに対してプラスの出力電圧
- ステップ ダウン $-V_o < V_{IN}$
- 低コストのダイレクト フィードバック ($\pm 5\%$ typ.)
- レギュレーションを維持するには出力負荷が必要
- 半波整流器よりも高い電力容量
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- AC 入力に対して ZCD ロジックを反転
- ZCD 低信号はシステム GND と同じ
- ZCD 信号のプロベイングには、信号への影響を防止するために特別なセットアップが必要
- X コンデンサ放電向けに構成されていない

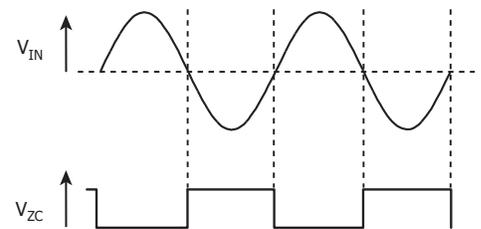
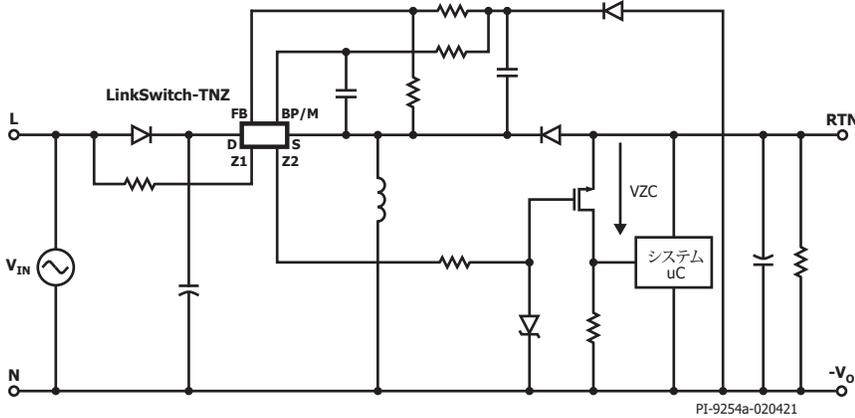


図 16. ハイサイド降圧型、ブリッジ整流器による全波整流、MOSFET を使用した ZCD



- ニュートラルに対してマイナスの出力電圧
- ステップ アップ/ダウン - $V_O > V_{IN}$ または $V_O < V_{IN}$
- 低コストのダイレクト フィードバック ($\pm 5\%$ typ.)
- フェールセーフ - 内臓のパワー MOSFET が故障しても出力は入力電圧の影響を受けません
- レギュレーションを維持するには出力負荷が必要
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- AC 入力に対して ZCD ロジックを反転
- X コンデンサ放電対応

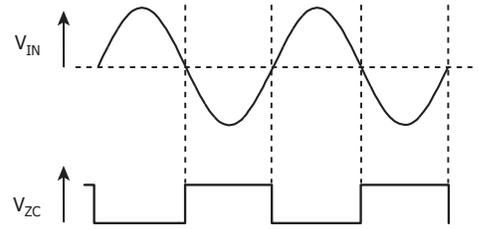
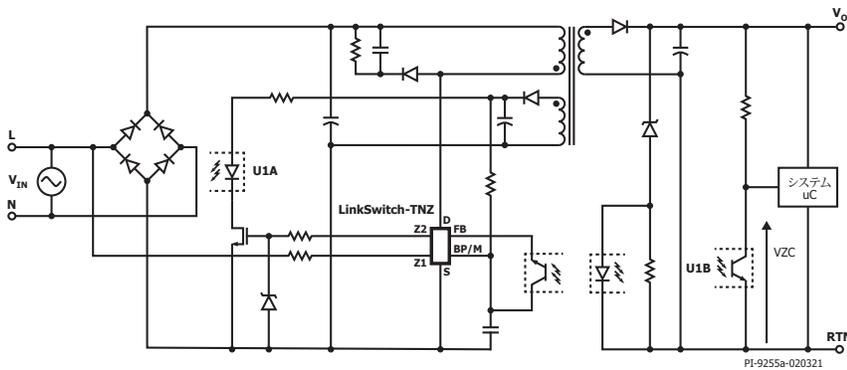


図 17. ダイレクトフィードバックを使用したハイサイド昇降圧型



- ステップ アップ/ダウン - $V_O > V_{IN}$ または $V_O < V_{IN}$
- フォトカプラ フィードバック
- ダミー負荷不要
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- AC 入力に対して ZCD ロジックを反転
- 二次側を基準とした ZCD 信号
- X コンデンサ放電向けに構成されていない

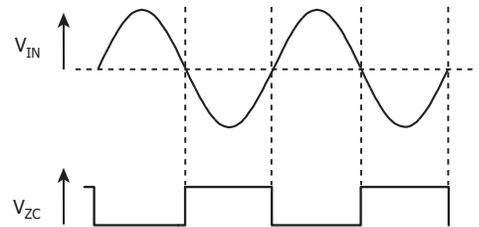
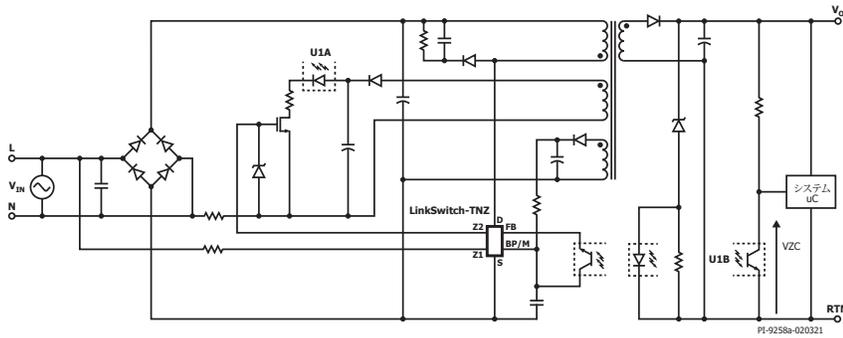


図 18. IC バイアスに AUX 巻線を使用した絶縁フライバック



- ステップ アップ/ダウン - $V_O > V_{IN}$ または $V_O < V_{IN}$
- フォトカプラ フィードバック
- ダミー負荷不要
- ZCD 信号はハーフライン AC サイクルごとに切り替え
- AC 入力に対して ZCD ロジックを反転
- 二次側を基準とした ZCD 信号
- ニュートラルを基準とした追加のバイアス巻線
- X コンデンサ放電対応

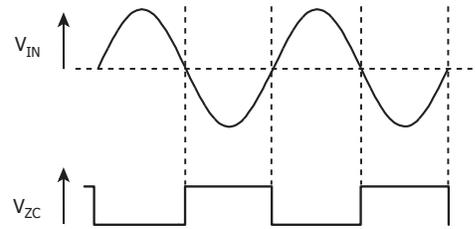
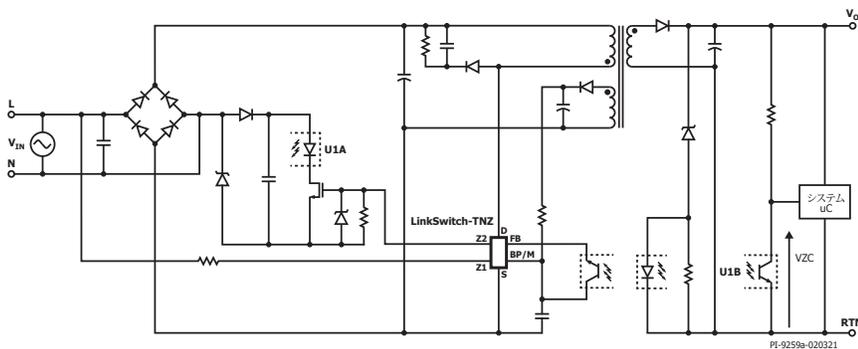


図 19. ZCD フォトカプラ バイアスに専用巻線を使用した絶縁フライバック



- ステップ アップ/ダウン - $V_O > V_{IN}$ または $V_O < V_{IN}$
- フォトカプラ フィードバック
- ダミー負荷不要
- ZCD 信号は AC 入力期間ごとにトリガ
- AC 入力に対して ZCD ロジックを反転
- 二次側を基準とした ZCD 信号
- X コンデンサ放電対応

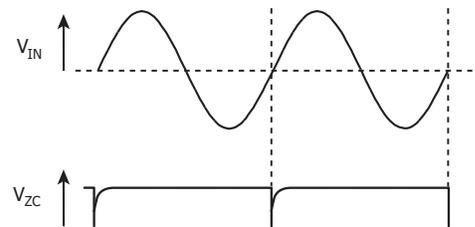


図 20. 自己バイアス ZCD フォトカプラを使用した絶縁フライバック

LinkSwitch-TNZ レイアウトの考慮事項

降圧型または昇降圧型コンバータの構成の場合は、LinkSwitch-TNZ の SOURCE ピンがスイッチング ノードであるため、設計の熱制限内で EMI を最小にするには、SOURCE に接続された銅箔面積を最小限に抑える必要があります。

昇圧型の構成では、SOURCE ピンが DC リターンに接続されているため、SOURCE に接続されている銅面積を最大化して放熱性を向上できます。図 21 に、図 12 の回路図の基板レイアウト設計の例を示します。

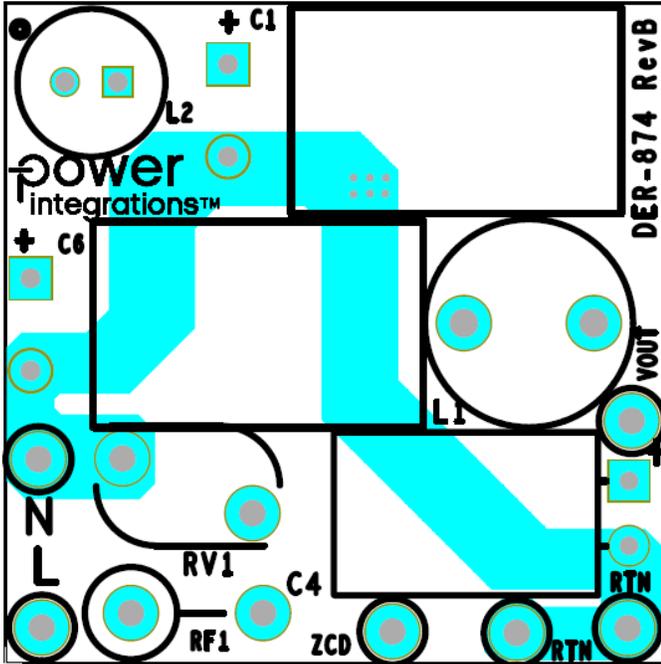
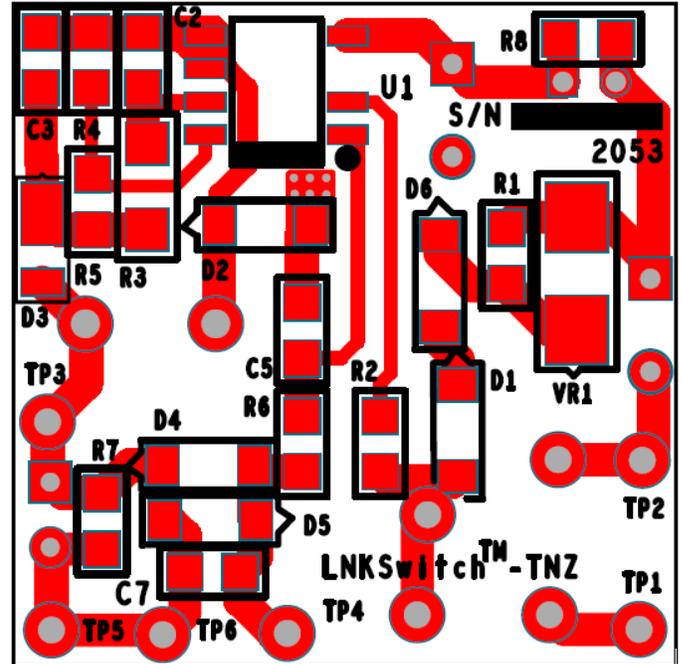


図 21. LinkSwitch-TNZ ハイサイド降圧型構成の基板レイアウト例

LinkSwitch-TNZ U1、フリーホイールリング ダイオード D2、及び入力コンデンサ C1 の間に形成されるループは、できるだけ小さくする必要があります。BYPASS ピン コンデンサ C2 は、SOURCE (S) ピン及び BYPASS (BP) ピンに物理的に近い位置に配置する必要があります。スイッチング ノードからの直接の影響を最小にするには、LinkSwitch-TNZ を AC 入力ラインから離れた位置に配置する必要があります。



安全に関する考慮事項

UL/IEC 60950 安全規格に基づいて、以下の条件を満たすことで機能絶縁に適合できます。

- 機能絶縁のための沿面距離及び空間距離の要件。
- 機能絶縁のための電氣的強度試験に耐える。
- 短絡しており、火災の危険性を引き起こす材料の過熱がなく、溶融材料の放出がなく、PCB のパターン配線の開口がなく、温度が制限内にある。

Z1 および Z2 ピンの機能安全準拠は条件 3 に該当- すなわち、ピンが短絡していても、外付け部品 (抵抗やコンデンサ) が適切な定格であれば、安全基準違反のリスクがない。

設計のクイック チェックリスト

電源設計と同様に、すべての LinkSwitch-TNZ 設計が試作品で適切に機能することを確認する必要があります。最低限、次の試験を行うことを推奨します。

- 適切な DC レール電圧 - 最大負荷時に、DC 入力電圧の最小値が最小入力電圧である 70 VDC 以下にならないことを確認します。
- ダイオードの適切な選択 - 75 ns あるいはそれよりも良い逆回復時間の UF400x シリーズ ダイオードは、70 °C 以下の周囲温度で、MDCM で動作する設計の場合のみ推奨します。連続動作モード (CCM) や高い周囲温度で動作する設計の場合は、35 ns あるいはそれよりも良い逆回復時間のダイオード (BYV26C など) を推奨します。

- 最大ドレイン電流 - 最大入力電圧、最大の過負荷 (オートリスタートの直前)、最高周囲温度という最悪条件において、ピークドレイン電流がデータシートのピークドレイン仕様を下回っていることを確認します。
- 温度特性の確認 - 最大出力電力、最小入力電圧、及び最高周囲温度で、LinkSwitch-TNZ SOURCE ピンの温度が 100 °C 以下であることを確認します。こうすることで、デバイス毎の $R_{DS(ON)}$ のばらつきにも適切なマージンを確保できます。周囲温度が 25 °C の条件で IC の温度が 85 °C を超える場合は、ファミリー内の次に大きなデバイスを選択することを推奨します。SOURCE ピンがスイッチング ノードの時の測定では、バッテリー駆動の熱電温度計を推奨します。または、周囲温度を上げて、過熱保護に対するマージンを確認して下さい。

降圧型コンバータ方式または昇降圧型コンバータ方式を使用する LinkSwitch-TNZ では、SOURCE ピンはスイッチング ノードになります。したがって、オシロスコープ測定は、一次側リターンや DC 入力レールなど、DC 電圧にプローブが接地された状態で行う必要があります。SOURCE ピンに接地された状態では行わないでください。電源入力は必ず、測定時に絶縁されているソースから電力を供給する必要があります (絶縁トランスを経由するなど)。

絶対最大定格^{1,5}

DRAIN ピン電圧: LNK33xx	-0.3 V ~ 725 V
DRAIN ピンのピーク電流: LNK33x2	600 mA ²
LNK33x4	1230 mA ²
LNK33x6/7	3750 mA ²
Z1/Z2 ピン電圧 ⁶ : LNK33xx	1000 V
Z1/Z2 ピン電流 ⁷ : LNK33xx	5 mA
FEEDBACK ピン電流	100 mA
FEEDBACK ピン電圧	-0.3 V ~ 7 V
BYPASS ピン電圧	-0.3 V ~ 7 V
保存温度	-65 ~ 150 °C
動作ジャンクション温度 ³	-40 ~ 150 °C
リード温度 ⁴	260 °C

注:

- すべての電圧は SOURCE を基準とし、 $T_A = 25\text{ °C}$ です。
- $V_{DS} > 400\text{ V}$ の場合については、図 15 及び図 25 を参照してください。
- 通常は内部回路によって制限されます。
- ケースから 1/16 インチの点で 5 秒間。
- 仕様の最大定格は、一度に 1 回のみであれば製品に回復不能な損傷を与えることなく印加できます。絶対最大定格の状態を長時間続けると、製品の信頼性に悪影響を与えるおそれがあります。
- 極性を問わず、Z2 ピンに対する Z1 ピンの相対電圧。
- ピーク電流は、Z1/Z2 電圧が同時に 400 V 未満である時に適用されます。

熱抵抗

熱抵抗:

(θ_{JA})	100 °C/W ² , 90 °C/W ³
(θ_{JC}) ¹	30 °C/W

注:

- プラスチック面に近接したピン 8 (SOURCE) で測定。
- 0.36 平方インチ (232 mm²), 2 オンス (610 g/m²) の銅箔部にはんだ付け。
- 1 平方インチ (645 mm²), 2 オンス (610 g/m²) の銅箔部にはんだ付け。

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_J = -40\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)			最小	標準	最大	単位
制御機能								
出力周波数	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ °C}$	平均	62	66	70	kHz	
			ピークトゥピーク ジッター		4			
最大デューティ サイクル	DC_{MAX}	$T_J = 25\text{ °C}$		66	69	73	%	
FEEDBACK ピンのターンオフ スレッシュホールド電流	I_{FB}	$V_{BPP} = 5.0\text{ V} \sim 5.5\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$		44	49	54	μA	
FEEDBACK ピンのターンオフ スレッシュホールド時の電圧	V_{FB}	$V_{BPP} = 5.0\text{ V} \sim 5.5\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$		1.97	2.00	2.03	V	
FEEDBACK ピンのシャットダウン電流	$I_{FB(SD)}$	$T_J = 25\text{ °C}$		520	675	800	μA	
FEEDBACK ピンの瞬時シャットダウン遅延		$T_J = 25\text{ °C}$			2		スイッチ サイクル	
FEEDBACK ピンのシャットダウン電流時の電圧	$V_{FB(SD)}$	$V_{BPP} = 5.0\text{ V} \sim 5.5\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$			3.0		V	
DRAIN ピン 供給電流	I_{S1}	$V_{FB} = 2.1\text{ V}$ (MOSFET スイッチングなし) 注 A を参照			75		μA	
		FEEDBACK Open (MOSFET スイッチング) 注 A, B を参照	LNK33x2		98	160	μA	
	LNK33x4			113	180			
	LNK33x6			165	250			
	LNK33x7			190	290			

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_J = -40\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
制御機能 (続き)							
BYPASS ピン 充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$	-11	-7	-3	mA	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$	-7.5	-5	-2.5		
BYPASS ピン電圧	V_{BP}		4.7	5.0	5.2	V	
BYPASS ピン シャットダウン スレッシュホールド電流	$I_{BP(SD)}$	$T_J = 25\text{ °C}$		6	8	mA	
BYPASS ピン シャント電圧	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2\text{ mA}$	4.9	5.2	5.5	V	
BYPASS ピン 電圧ヒステリシス	$V_{BP(H)}$		0.37	0.47	0.57	V	
BYPASS ピン 供給電流	$I_{BP(SC)}$	注 C 参照	55			μA	
回路保護							
標準カレントリミット (C_{BP}) = 0.1 μF 注 D、H を参照	I_{LIMIT}	$di/dt = 55\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x2	126	136	146	mA
		$di/dt = 250\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		149	170	191	
		$di/dt = 65\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x4	240	257	275	
		$di/dt = 415\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		278	317	356	
		$di/dt = 95\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x6	450	482	515	
		$di/dt = 610\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		510	580	650	
		$di/dt = 95\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x7	725	780	835	
		$di/dt = 610\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		893	1015	1137	

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_J = -40\text{ °C} \sim 125\text{ °C}$ (特に指定がない場合)		最小	標準	最大	単位			
回路保護										
ローカレントリミット (C_{BP}) = 1 μF 注 D、H を参照	$I_{LIMIT(RED)}$	$di/dt = 28\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x2	70	80	90	mA			
		$di/dt = 170\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		104	119	134				
		$di/dt = 65\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x4	180	205	230		mA		
		$di/dt = 415\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		227	258	289				
		$di/dt = 95\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x6	325	370	415			mA	
		$di/dt = 610\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		408	464	520				
		$di/dt = 95\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$	LNK33x7	545	620	695				mA
		$di/dt = 610\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ °C}$		730	830	930				
最小 ON 時間	$t_{ON(MIN)}$	LNK33x2 注 I を参照		373	534	687	ns			
		LNK33x4 注 I を参照		356	475	594				
		LNK33x6 注 I を参照		442	591	734				
		LNK33x7 注 I を参照		656	875	1094				
リーディングエッジ ブランキング時間	t_{LEB}	$T_J = 25\text{ °C}$ 注 E を参照		300	450		ns			
過熱シャットダウン温度	T_{SD}	注 F を参照		135	142	150	°C			
過熱シャットダウン ヒステリシス	T_{SDH}	注 F を参照			75		°C			
内部ソフトスタート	$f_{OSC(CC)}$	LNK33xx	ソフトスタート期間、注 E を参照		256		サイクル			
			ソフトスタート周波数		33		kHz			

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C} \sim 125\text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)		最小	標準	最大	単位
出力							
オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	LNK33x2 $I_D = 13\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		48	55.2	Ω
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		76	88.4	
		LNK33x4 $I_D = 25\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		24	27.6	
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		38	44.2	
		LNK33x6 $I_D = 45\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		7	8.1	
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		11	12.9	
		LNK33x7 $I_D = 45\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		7	8.1	
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		11	12.9	
オフ時ドレイン 漏れ電流	I_{DSS1}	$V_{BP} = 5.4\text{ V}$ $V_{FB} \geq 2.1\text{ V}$ $V_{DS} = 80\% BV_{DSS}$ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$				200	μA
	I_{DSS2}	$V_{BPP} = 5.4\text{ V}$ $V_{DSS} = 325\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			15		
ブレークダウン電圧	BV_{DSS}	$V_{BP} = 5.4\text{ V}$ $V_{FB} \geq 2.1\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	LNK33xx	725			V
DRAIN ピン 供給電圧		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		18			V
オートリスタート ON 時間	$t_{AR(ON)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 注 G を参照			50		ms
オートリスタート OFF 時間	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 注 G を参照	最初の OFF 期間		150		ms
			その後の期間		1500		
オートリスタート デューティ サイクル	DC_{AR}	その後の期間			3		%

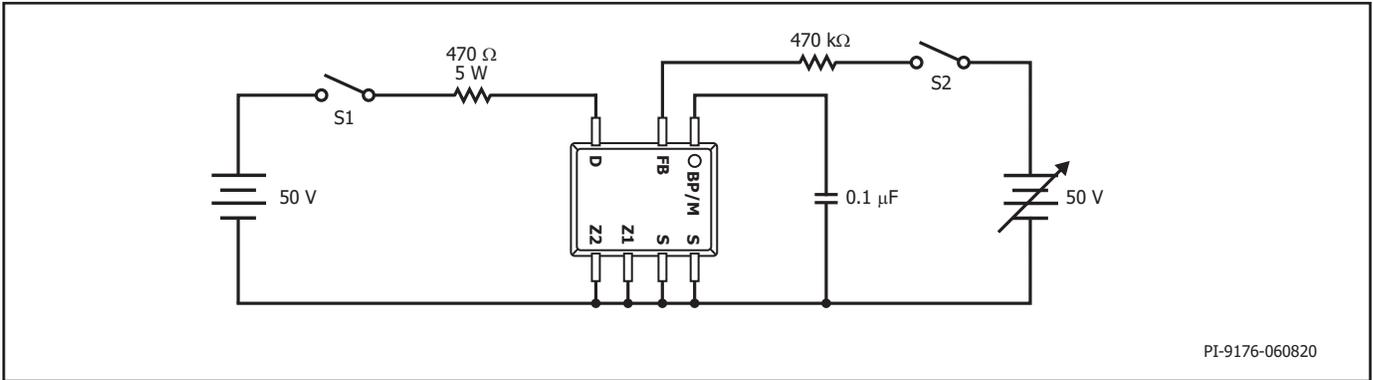
パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位
Z1/Z2 機能						
供給電流	I _{SUPPLY}	T _J = 25 °C			22	μA
飽和電流 (注 E, J を参照)	I _{DSAT}	LNK331x のみ	2.5			mA
AC 遮断 検出時間	t _{DET}	入力サイクル周波数 47 ~ 63 Hz LNK331x のみ		22	34	ms

注:

- 総電流消費は、FEEDBACK ピンの電圧が 2.1 V (MOSFET スイッチングなし) の場合は I_{S1} と I_{DSS} の合計で、FEEDBACK ピンが SOURCE (MOSFET スイッチング) に短絡されている場合は I_{S2} と I_{DSS} の合計です。
- 出力 MOSFET はスイッチング動作しているため、スイッチング電流とドレインの供給電流を区別するのは困難です。代替の手段として、BYPASS ピンの電流を 5.1 V で測定します。
- この電流は、BYPASS ピンと FEEDBACK ピンの間に接続されるオプションのフォトカプラに供給することを目的としたもので、その他の外付け回路を対象としたものではありません。
- その他の di/dt 値でのカレントリミットについては、図 21 と 22 を参照してください。
- このパラメータは、標準値を参照して設計してください。
- このパラメータは、特性によって規定されます。
- オートリスタートのオン時間には、発振器と同じ温度特性があります (周波数に反比例)。
- BP/M コンデンサ値の公差は、実際に使用されるアプリケーションの周囲温度範囲において、要求される値またはそれよりも良好な値である必要があります。
- 50 Ω のドレイン プルアップで図 12 の回路を使用して測定されます。ドレイン パルスの幅は、LNK33x6/x5/x4 の場合は V_{FALL} = 42 V から V_{RISE} = 40 V (VDR = 50 V) までの時間として測定されます。LNK33x2 の場合は、立ち上がりエッジ (VDR = 35 V) の V_{FALL} = 32 V から V_{RISE} = 30 V までの時間として測定されます。
- 飽和電流仕様によって、最大 265 VAC ピークまでのすべての電圧で、外付け直列抵抗値 7.5 MΩ ~ 142 kΩ の合計による、RC 自然放電特性が保証されます。

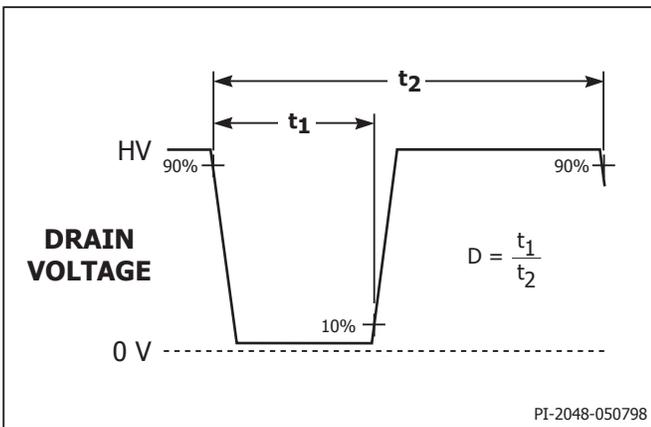
定格 BP/M ピン コンデンサ値	コンデンサ最小値に対する公差	
	最小	最大
0.1 μF	-60%	+100%
1 μF	-50%	+100%

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



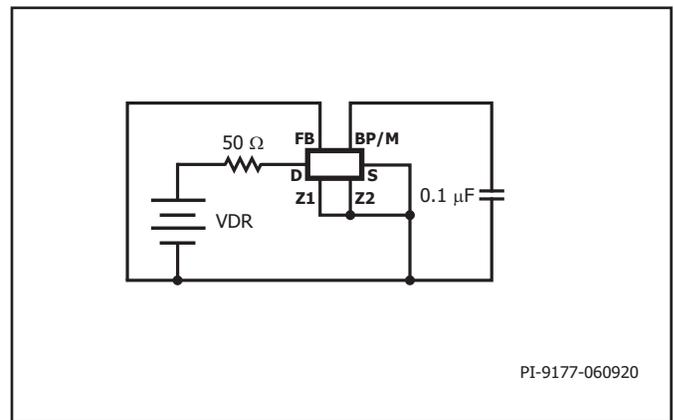
PI-9176-060820

図 22. LinkSwitch-TNZ の基本試験回路



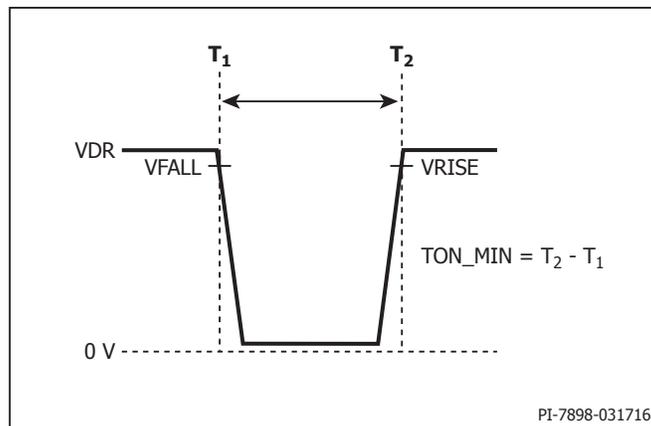
PI-2048-050798

図 23. LinkSwitch-TNZ のデューティ サイクル測定



PI-9177-060920

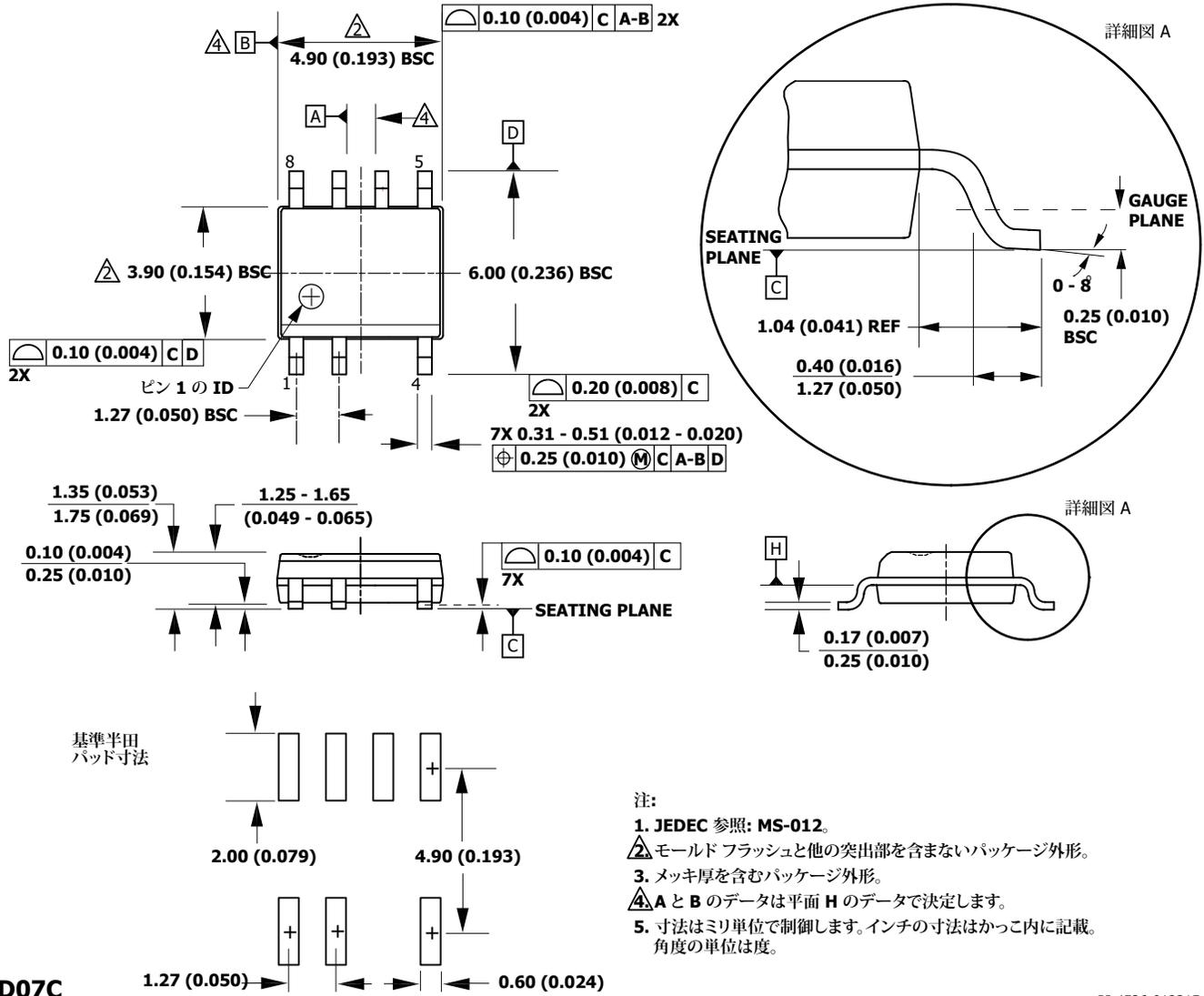
図 24. LinkSwitch-TNZ の最小 ON 時間試験回路



PI-7898-031716

図 25. LinkSwitch-TNZ の最小 ON 時間の測定

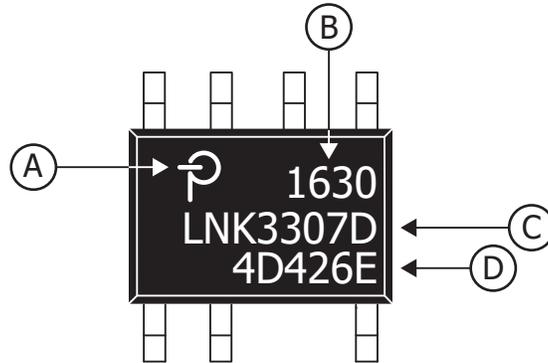
SO-8C (D パッケージ)



D07C

PI-4526-012315

SO-8C (D) パッケージのマーク



- A. Power Integrations の登録商標
- B. 組立日コード、西暦の下 2 桁 (YY) とそれに続く 2 桁 (WW) の週番号
- C. 製品識別 (部品番号/パッケージ タイプ)
- D. ロット識別コード

PI-8116c-060220

MSL テーブル

部品番号	MSL 定格
LNK33x2D	3
LNK33x4D	3
LNK33x6D	3
LNK33x7D	3

ESD 及びラッチアップ テーブル

テスト	条件	結果
125 °C でラッチアップ	JESD78D	すべてのピンで > ±100 mA または > 1.5 × V _{MAX}
Human Body Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014	LNK33x2 ±1.5 kV の DRAIN ピンを除くすべてのピンで > ±2 kV
Charge Device Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	すべてのピンで > ±200 V

品番コード体系表



注

改訂	注	日付
B	コード A のリリース。	2020 年 12 月
C	ファミリー部品番号とサイズ 7 パラメータの更新を追加。	2021 年 3 月
C	7 ページの「フィードバック ダイオード D3」セクションのダイオード基準を修正。	2021 年 5 月
D	1 ページの「EN/IEC 62368-1 認証」の箇条書きを追加。	2021 年 6 月

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

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

特許情報

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

生命維持に関する方針

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

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

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

©2021, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

世界本社 5245 Hellyer Avenue San Jose, CA 95138, USA 代表: +1-408-414-9200 カスタマー サービス: 上記以外の国: +1-65-635-64480 南北アメリカ: +1-408-414-9621 電子メール: usasales@power.com	ドイツ (AC-DC/LED 販売) Einsteinring 24 85609 Dornach/Aschheim Germany 電話: +49-89-5527-39100 電子メール: eurosales@power.com	イタリア Via Milanese 20, 3rd.Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 電話: +39-024-550-8701 電子メール: eurosales@power.com	シンガポール 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 電話: +65-6358-2160 電子メール: singaporeales@power.com
中国 (上海) Rm 2410, Charity Plaza, No. 88 North Caoxi Road Shanghai, PRC 200030 電話: +86-21-6354-6323 電子メール: chinasales@power.com	ドイツ (ゲートドライバ販売) HellwegForum 3 59469 Ense Germany 電話: +49-2938-64-39990 電子メール: igbt-driver.sales@power.com	日本 〒222-0033 神奈川県横浜市 港北区新横浜 1-7-9 友泉新横浜一丁目ビル 電話: +81-45-471-1021 電子メール: japansales@power.com	台湾 5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec.1 Nei Hu Dist. Taipei 11493, Taiwan R.O.C. 電話: +886-2-2659-4570 電子メール: taiwansales@power.com
中国 (深圳) 17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan 8th Road, Nanshan District, Shenzhen, China, 518057 電話: +86-755-8672-8689 電子メール: chinasales@power.com	インド #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India 電話: +91-80-4113-8020 電子メール: indiasales@power.com	韓国 RM 602, 6FL Korea City Air Terminal B/D, 159-6 Samsung-Dong, Kangnam-Gu, Seoul, 135-728, Korea 電話: +82-2-2016-6610 電子メール: koreasales@power.com	英国 Building 5, Suite 21 The Westbrook Centre Milton Road Cambridge CB4 1YG 電話: +44 (0) 7823-557484 電子メール: eurosales@power.com