

LYTSwitch-6 ファミリー

高電圧スイッチ及び FluxLink フィードバックを
内蔵したフライバック CV/CC LED ドライバ IC

製品ハイライト

高集積化、実装スペースの小型化

- 全負荷範囲で最大 94% の効率
- マルチモード疑似共振 (QR)/CCM/DCM フライバックコントローラ、高耐圧パワースイッチ、二次側制御回路及び同期整流ドライバを搭載
- 絶縁フィードバック制御を実現する FluxLink™ を内蔵
- 外付け部品精度やトランスに依存しない、高精度 CV/CC 特性
- 外付けセンス抵抗を使用した調整可能で高精度な出力電流検出
- PowiGaN™ 技術 – ヒートシンクなしで最大 100 W (LYT6079C 及び LYT6070C)

EcoSmart™ - 高エネルギー効率

- 入力センス回路使用時においても無負荷時消費電力 30 mW 未満 (PF フロントエンドなし)
- Energy Star 及び世界中のあらゆる照明エネルギー効率規制に容易に適合
- 低熱損失

優れた保護/安全性

- 入力 OV (オートリスタート)
- 出力 OVP/UVF (オートリスタート)
- SR FET のゲートオープン検出
- 正確なブラウンインを実現する入力電圧検出
- 温度上昇時も出力供給 (低レベル出力) を可能にするサーマルフォールドバック機能

安全規格及び規制に完全に準拠

- 強化絶縁
- 絶縁耐圧 > 4000 VAC
- 生産ラインで 100% HIPOT 準拠試験済み
- UL1577 及び TUV (EN60950, EN62368) 安全認証取得

グリーン パッケージ

- ハロゲン化合物不使用、RoHS 指令適合

用途

- 絶縁オフライン LED ドライバ
- スマート LED 照明
- 高電圧フライバック ポスト レギュレータ

概要

LYTSwitch™-6 シリーズ ファミリーの IC は、特に小型化や高効率を必要とするオフライン LED ドライバの開発及び製造を飛躍的に簡素化します。LYTSwitch-6 のアーキテクチャは革新的であり、一次側コントローラと二次側コントローラの両方を内蔵し、検出素子及び安全規格に準拠したフィードバック メカニズムを全てこの IC に内蔵しています。

部品を近接に配置し、革新的な内蔵通信機能 (Flux Link) を使用することで、一次側の内蔵高耐圧スイッチの疑似共振スイッチングと二次側同期整流 MOSFET の正確な制御が可能になり、全負荷範囲にわたって高い効率を維持します。

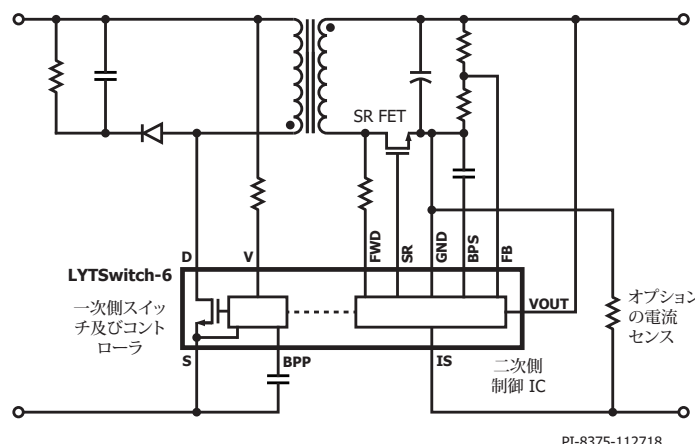


図 1. 標準的なアプリケーション/動作



図 2. 高浴面距離、安全規格準拠 InSOP-24D パッケージ

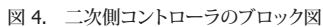
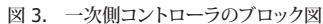
出力電力テーブル

製品 ^{2,3}	277 VAC ±15%	85-305 VAC	380 VDC / 450 VDC ²
	オープンフレーム ¹	オープンフレーム ¹	オープンフレーム ¹
LYT6063C/6073C	15 W	12 W	25 W
LYT6065C/6075C	30 W	25 W	40 W
LYT6067C/6077C	50 W	45 W	60 W
LYT6068C	65 W	55 W	
製品 ²	750 V PowiGaN スイッチ		
LYT6078C	75 W	65 W	90 W
LYT6079C	85 W	75 W	100 W
LYT6070C	95 W	85 W	110 W

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

1. 周囲温度 40 °C で測定された標準的な密閉環境の PCB サイズにおける最小連続電力。最大出力電力は、パッケージ温度を 125 °C 未満にした状態で、設計によって異なります。
2. パッケージ: InSOP-24D。
3. LYT606x – 650 V MOSFET、LYT607x – 725 V MOSFET。



ピン機能の説明

ISENSE (IS) ピン (ピン 1)

電源出力端子への接続。外付け電流センス抵抗をこのピンと GND ピンの間に接続します。電流レギュレーションが不要な場合、このピンは GND ピンに接続してください。

SECONDARY GROUND (GND) (ピン 2)

二次側 GND です。このピンと ISENSE ピンの間にセンス抵抗があるため、電源出力の GND ではないことに注意してください。

FEEDBACK (FB) ピン (ピン 3)

電源出力電圧を設定するために外付け抵抗分割回路に接続します。

SECONDARY BYPASS (BPS) ピン (ピン 4)

二次側電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE (SR) ピン (ピン 5)

外付け SR FET 用のゲートドライバです。

OUTPUT VOLTAGE (VOUT) ピン (ピン 6)

出力電圧に直接接続します。二次側コントローラ用電源として使用します。

FORWARD (FWD) ピン (ピン 7)

トランス出力巻線のスイッチングノードに接続し、一次側スイッチングのタイミング情報を提供します。 V_{OUT} がスレッシュホールドを下回った場合、二次側コントローラに電力を供給します。

NC ピン (ピン 8-12)

オープンのままにします。他のピンには接続しないでください。

INPUT OVERVOLTAGE (V) ピン (ピン 13)

入力ブリッジのAC側または DC 側に接続する高電圧ピンです。入力電圧の過電圧を検知します。OV 保護機能を使用しない場合は、SOURCE ピンに接続してください。

PRIMARY BYPASS (BPP) ピン (ピン 14)

一次側電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。標準の ILIM または ILIM+1 を選択するための ILIM 選択ピンでもあります。

NC ピン (ピン 15)

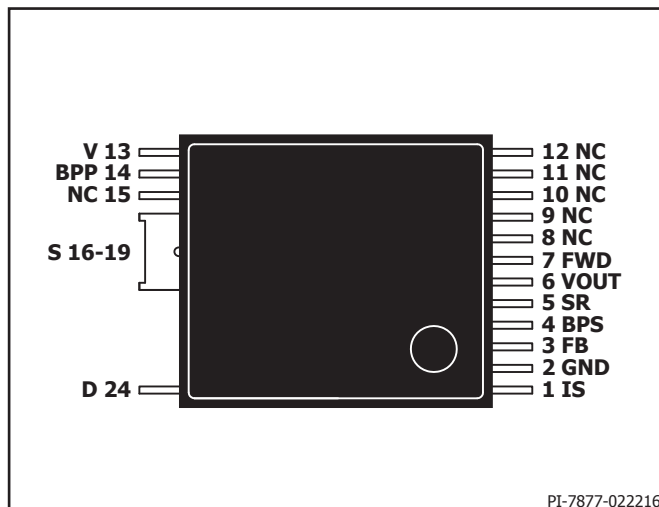
オープンのままにするか、SOURCE ピンまたは BPP ピンに接続します。

SOURCE (S) ピン (ピン 16-19)

このピンは、パワースイッチのソースに接続されています。PRIMARY BYPASS ピンの基準電位でもあります。

DRAIN (D) ピン (ピン 24)

パワースイッチのドレイン端子です。



PI-7877-022216

図 5. ピン配置図

LYTSwitch-6 機能の説明

LYTSwitch-6 は、高耐圧パワースイッチ及び一次側と二次側の両方のコントローラを 1 つのデバイスに内蔵しています。

このアーキテクチャには、パッケージ リード フレーム及びボンディングワイヤを使用する斬新な磁気結合 フィードバック スキーム を採用し、二次側コントローラから一次側コントローラに正確な出力電圧と電流の情報を伝える、安全かつ高信頼、高コスト効率の手段を提供します。

LYTSwitch-6 は、連続動作モード (CCM) で動作できる疑似共振 (QR) フライバック コントローラです。このコントローラは、可変周波数と可変電流の両方の制御方式により動作します。一次側コントローラは、周波数ジッター発振器、磁気的に二次側コントローラと結合している受信回路、カレントリミット コントローラ、PRIMARY BYPASS ピンの 5 V レギュレータ、軽負荷動作時の可聴ノイズ低減エンジン、バイパス過電圧検出回路、無損失入力電圧検出回路、カレント リミット選択回路、過熱保護、リーディング エッジブランキング及び 650 V/725 V/750 V パワースイッチで構成されます。

LYTSwitch-6 の二次側コントローラは、一次側コントローラと磁気結合した送信回路、定電圧 (CV) 及び定電流 (CC) 制御回路、二次 SECONDARY BYPASS ピンの 4.4 V レギュレータ、同期整流器 MOSFET ドライバ、QR モード回路、発振器とタイミング機能、サーマル フォールドバック制御、及び多くの内蔵保護機能で構成されます。

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

一次側コントローラ

LYTSwitch-6 は CCM 動作が可能な可変周波数 QR コントローラを採用し、効率向上と出力電力容量の拡張を実現しています。

PRIMARY BYPASS ピン レギュレータ

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

さらに、PRIMARY BYPASS ピンに外付け抵抗を介して電流が供給される場合、シャントレギュレータが PRIMARY BYPASS ピン電圧を V_{SHUNT} にクランプします。これにより、LYTSwitch-6 にバイアス巻線を介して外部電力を供給できるようになり、無負荷時待機電力を 30 mW 未満に抑えることができます。

一次側バイパス ILIM プログラミング

LYTSwitch-6 では、PRIMARY BYPASS ピンのコンデンサ値を選択して、カレントリミット (ILIM) の設定をプログラムできます。このコンデンサは、デバイスの内蔵電源のデカップリングに使用され、セラミック コンデンサを使用できます。

標準 ILIM 設定とハイILIM設定には、それぞれ 0.47 μ F と 4.7 μ F の 2 つのコンデンサ容量を選択します。

PRIMARY BYPASS の低電圧スレッシュホールド

PRIMARY BYPASS ピン低電圧回路は、定常動作中に PRIMARY BYPASS ピンの電圧が約 4.5V ($V_{BPP} - V_{BP(H)}$) を下回った場合にパワースイッチを停止します。PRIMARY BYPASS ピン電圧がこのスレッシュホールドを下回った後に、パワースイッチのターンオンを再度有効にするには、この電圧を V_{SHUNT} まで再び上昇させる必要があります。

PRIMARY BYPASS 出力過電圧オートリスタート機能

PRIMARY BYPASS ピンには、オートリスタートのOV保護機能があります。PRIMARY BYPASS ピン コンデンサと直列に配置した抵抗にツェナーダイオードを並列接続して、一次側バイアス巻線の過電圧を検出することでこの保護機能が動作します。PRIMARY BYPASSピンへの流入電流が I_{SD} を超えると、デバイスはパワースイッチのスイッチングを $t_{AR(OFF)}$ の間停止した後、コントローラが再起動して出力電圧を規定値に復帰させるを試みます。

VOOUT OV 保護も二次側コントローラの内蔵機能として含まれます。

過熱保護

過熱保護回路は、一次側パワースイッチのダイの温度を検知します。スレッシュホールドは T_{SD} に設定されヒステリシスは $T_{SD(H)}$ です。ダイの温度がこのスレッシュホールドを上回ると、パワースイッチは停止します。ダイの温度が $T_{SD(H)}$ 下がるとスイッチングが再開されます。この大きなヒステリシスにより、継続的な異常状態による基板の過熱を回避できます。

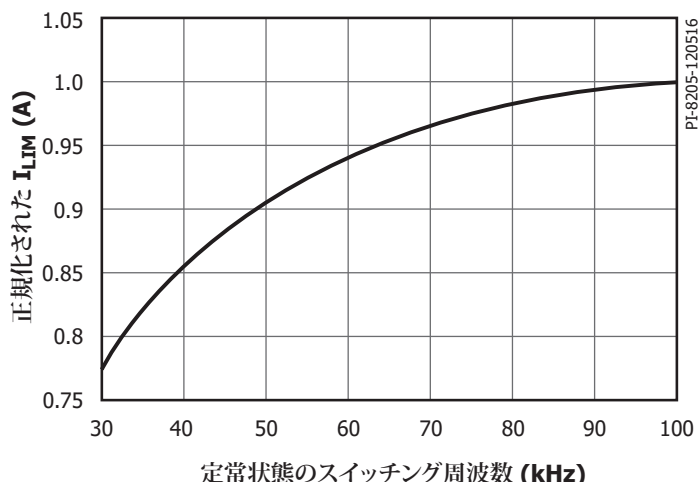


図 6. 正規化された一次側電流 - 周波数特性

カレントリミットの動作

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

この特性により、負荷が増加するにつれて、一次側カレントリミットが増加します (図 6)。

このアルゴリズムによって、フィードバック スwitchング サイクルの要求を受信したときに即座に応答し、一次側スイッチを最も効率的に使用できるようになります。

高負荷では、スイッチング サイクルの最大電流が 100% ILIM に近づき、負荷が減少するに従って、徐々にカレントリミットの 30% まで低下します。カレントリミットが30%まで低下すると、(可聴ノイズを十分に避けられるレベルにあるため)それよりも低下することはありませんが、スイッチング サイクルの間隔は、負荷の減少に伴って増加します。

ジッター

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

オートリスタート

出力過負荷、出力短絡、または外付け部品/ピンの異常などの異常状態が発生した場合、LYTSwitch-6 はオートリスタート (AR) 動作を開始します。オートリスタートでは、 $t_{AR(OFF)}$ の間、パワースイッチのスイッチングを停止します。オートリスタートに移行するモードは 2 つあります。

1. 80 ms より長い期間、過負荷検出周波数 (約 100 kHz) を超える要求が二次側から継続して発生した場合。
2. $t_{AR(SK)}$ を超えて、二次側からスイッチング サイクル要求がない場合。

二番目は、通信が切断され、一次側がもう一度リスタートを試みる場合です。通常動作時には発生しませんが、システムに対し ESD 発生時には考えられます。たとえば、二次側コントローラへのノイズ干渉が原因で通信が切断された場合、オートリスタートのオフ時間の後、一次側のリスタート時に正常復帰します。

オートリスタートは、AC リセットが行われるとすぐリセットされます。

SOA 保護

約 500 ns (ブランキング時間+カレントリミット遅延時間)以内にILIMに達し(リーディング エッジ スパイク電流を含む)、これが 2 サイクル連続で発生した場合、コントローラは 2.5 サイクルまたは約 25 μ s (100 kHz の全周波数に基づく)スキップします。これにより、大容量負荷時に起動時間が長くなることなくトランスのリセットのための十分な時間が確保されます。

入力電圧監視

INPUT OVERVOLTAGE ピンは、入力過電圧の検出と保護に使用されます。

この機能を有効にするには、センス抵抗をブリッジ整流器の後段のDCバルクコンデンサ(または高速ACリセットのためにブリッジ整流器のAC側)と INPUT OVERVOLTAGE ピンの間に接続します。この機能を無効にする場合は、一次側 SOURCE ピンに接続してください。

一次側 - 二次側ハンドシェイク

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

オートリスタート オン時間 (t_{AR}) 中にフィードバック信号が受信されない場合、一次側はオートリスタート モードに入ります。通常の状態では、二次側コントローラが FORWARD ピンを介して、または OUTPUT VOLTAGE ピンから起動して制御を引き継ぎます。これ以降は、二次側によりスイッチングが制御されます。

一次側コントローラがスイッチングを停止する、または(二次側が制御している時の)通常動作中に二次側からのサイクル要求に応答しないなどの状況が発生した場合、ハンドシェイクプロトコルが開始され、一次側のスイッチングが再開された時に二次側が制御を実行できるようにします。一次側が要求よりも多くのサイクルを供給していることを二次側が検出した場合にも、追加のハンドシェイクがトリガされます。

追加のハンドシェイクが必要になる可能性が最も高い状況は、入力が一時的に低下したために一次側がスイッチングを停止した場合です。一次側が動作を再開すると、起動状態に戻り、二次側からのハンドシェイクパルスの検出を試みます。

一次側が 8 サイクル連続でスイッチング要求に応答したことを二次側が検出しない場合、または一次側が 4 サイクル以上連続でサイクル要求なしでスイッチングしたことを二次側が検出した場合、二次側コントローラは 2 回目のハンドシェイクシーケンスを開始します。これは、一次側がスイッチングしている間に SR FET が同時導通することを防止する追加の保護機能になります。

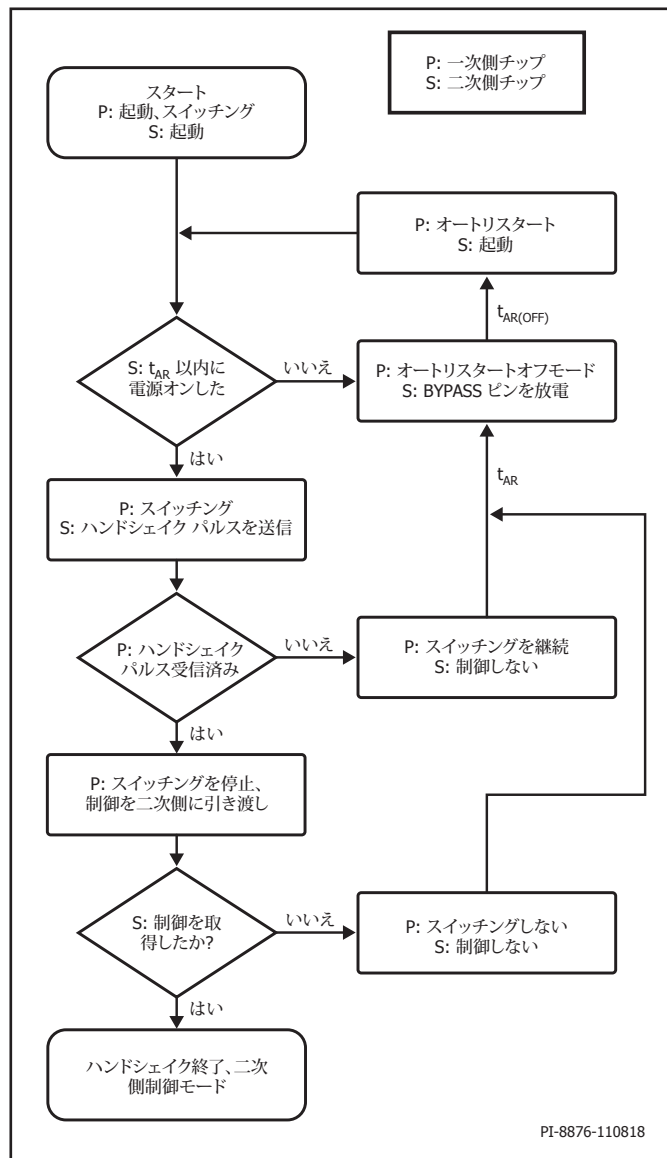


図 7. 一次側 - 二次側ハンドシェイクのフローチャート

能になります。この保護モードは、二次側が制御している間に一次側がリセットされた場合の出力過電圧も防止します。

待機とリッスン

入力電圧異常またはオートリスタートから最初に再起動した後、一次側がスイッチングを再開すると、一次側が制御しているとみなされ、制御を放棄させるためには二次側コントローラはハンドシェイクを成功させる必要があります。

追加の安全対策として、一次側はスイッチングの前にオートリスタートのオン時間 t_{AR} (約 82 ms) の期間停止します。この「待機」時間の間、一次側は二次側の要求を「リッスン」します。約 30 μ s 間隔で2回連続して二次側の要求があった場合、一次側は二次側制御と判断し、スレープ モードでスイッチングを開始します。 t_{AR} の「待機」期間中にこのようなパルスが発生しない場合、一次側はハンドシェイク パルスを受信するまで、一次側の制御でスイッチングを開始します。

可聴ノイズ低減エンジン

LYTSwitch-6 にはアクティブな可聴ノイズ低減モードが備わっており、コントローラは「周波数スキップ」動作モードによって 5 kHz から 12 kHz の間 (それぞれ 200 μ s から 83 μ s の期間) の (電源の機械構造が最も共振しやすく、ノイズの振幅が大きくなりやすい) 共振周波数帯を回避します。前回の導通サイクル以降のこの時間枠内に二次側コントローラの要求が発生した場合は、パワースイッチへのゲート 駆動が抑止されます。

二次側コントローラ

図 4 のブロック図に示されているように、IC は VOUT または FW のいずれかによって供給される 4.4 V (V_{BPS}) レギュレータによって給電されます。SECONDARY BYPASS ピンは、外付けデカップリング コンデンサに接続され、レギュレータ ブロックから内部で電流供給されます。

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

連続動作モード (CCM) で動作している SR FET は、次のスイッチング サイクルを要求するフィードバック パルスが一次側に送信されたときにオフになり、FET ターンオフで重複することなく、優れた同期動作を実現します。

OUTPUT VOLTAGE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間の外付け抵抗分割回路の中間点は、出力電圧を制御するために FEEDBACK ピンに接続されています。内部電圧コンパレータの基準電圧は、 V_{REF} (1.265 V) です。

ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの間に接続されている外部の電流センス抵抗は、定電流制御モードで出力電流を制御するために使用されます。

最小オフ時間

二次側コントローラは、一次側へのインダクティブ接続を使用してサイクル要求を開始します。二次側のサイクル要求の最大周波数は、最小サイクルオフ時間 ($t_{OFF(MIN)}$) で制限されます。これは、負荷にエネルギーを供給するために、一次側導通後に十分なリセット時間を確保するためです。

最大スイッチング周波数

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

周波数ソフトスタート

起動時、一次側コントローラは、最大スイッチング周波数が f_{SW} に制限され、100 kHz のスイッチング要求周波数で最大になるプログラム カレント リミットの 75% に制限されています。

二次側コントローラは、ソフトスタート ($t_{SS(RAMP)}$) タイマーが終了するまで一時的に FEEDBACK の短絡保護スレッショールド ($V_{FB(OFF)}$) を抑止します。ハンドシェイクの完了後に、二次側コントローラは $t_{SS(RAMP)}$ の期間に f_{SW} から f_{SREQ} までスイッチング周波数を直線的に上昇させます。

起動時に短絡または過負荷が発生した場合、デバイスは直接 CC (定電流) モードに移行します。ハンドシェイクが行われた後、 V_{OUT} AR タイマー ($t_{FB(AR)}$) の期限が切れる前に、出力電圧が $V_{O(AR)}$ スレッショールドを超えない場合、デバイスはオートリスタート (AR) を開始します。

二次側コントローラは、 $t_{SS(RAMP)}$ 時間が終了すると FEEDBACK ピンの短絡保護モード ($V_{FB(OFF)}$) を有効にします。出力短絡によって、FEEDBACK ピンが短絡スレッショールドを下回り続けると、二次側はパルスの要求を停止し、オートリスタート サイクルがトリガされます。

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

最大二次側抑止期間

一次側のスイッチングの開始を求める二次側のサイクル要求は、最大周波数未満での動作を維持し、最小オフ時間を確保するために抑止されます。この制約に加えて、一次側パワースイッチの「ON」時間サイクル (サイクル要求から FORWARD ピンの立ち下がりエッジの検出の期間) の間、二次側のサイクル要求も抑止されます。サイクル要求後に FORWARD ピンの立ち下がりエッジが検出されない場合の最大タイムアウトは 約 30 μ s です。

サーマル フォールドバック

二次側コントローラのダイ温度が 124 °C に達すると、定電流基準スレッショールドが小さくなって出力電力が減少します (図 8 を参照)。

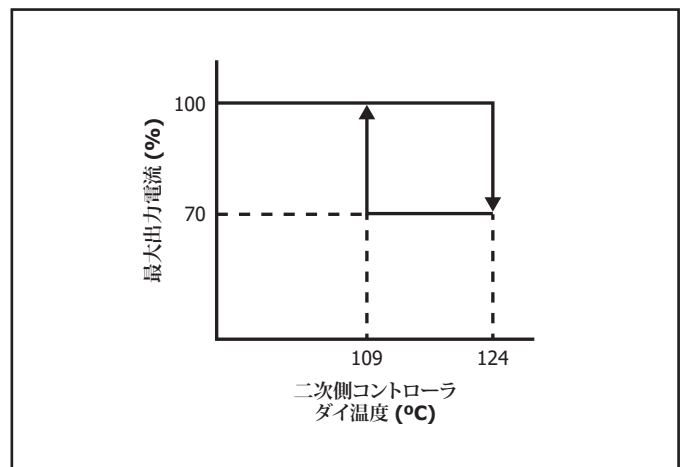


図 8. 最大出力電流 - 二次側のダイの温度

出力電圧保護

FEEDBACK ピンで検出された電圧がレギュレーション スレッシュホールドよりも 2% 高い場合、約 2.5 mA (最大 3 mA) のブリード電流が OUTPUT VOLTAGE ピンに流れます (弱いブリード)。FEEDBACK ピンの電圧が内部 FEEDBACK ピン基準電圧の約 10% を超えて上昇すると (強いブリード)、ブリード電流は約 200 mA に増加します。OUTPUT VOLTAGE ピンの吸い込み電流は、一時的なオーバーシュートが発生した場合に出力電圧を放電することを目的としています。このモードでの動作中、二次側は一次側への制御を継続します。

FEEDBACK ピンの電圧がレギュレーション スレッシュホールドより 20% 高いことが検出されると、オートリスタート シーケンスを開始するためのコマンドが一次側に送信されます。この内蔵 V_{OUT} OVP は、一次側が検出する OVP と独立して、または併用して使用できます。

FEEDBACK ピンの短絡検出

起動時に検出された FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ を下回ると、二次側コントローラは、 $t_{SS(RAMP)}$ 期間に一次側をコントロールするためのハンドシェイクを完了させ、オートリスタートを開始するためにサイクル要求を停止します (一次側へのサイクル要求が $(t_{AR(SK)}$ 秒より長い期間行われないと、オートリスタートがトリガされます)。

通常動作時、FEEDBACK ピンの電圧が $V_{FB(OFF)}$ スレッシュホールドを下回ると、二次側は、オートリスタート サイクルを開始するために一次側にパルス要求することを停止します。保護モードの deglitch フィルタ有効時間は約 10 μ s 以下です。このメカニズムにより、二次側は、FEEDBACK ピンがグラウンドにショートしたことを検知すると制御を放棄します。

オートリスタートのスレッシュホールド

OUTPUT VOLTAGE ピンには、 $t_{VOUT(AR)}$ よりも長い間、出力電圧が $V_{VO(AR)}$ を下回った場合に検出するコンパレータが内蔵されています。この異常状態が検出されると、二次側コントローラは制御を放棄します。このスレッシュホールドによって定電流 (CC) 動作の範囲が制限されます。

SECONDARY BYPASS 過電圧保護

LYTSwitch-6 の二次側コントローラには、PRIMARY BYPASS ピン OV 機能と同様の SECONDARY BYPASS ピン OV 機能があります。二次側が制御している場合に、SECONDARY BYPASS ピン電流が $I_{BPS(SD)}$ (約 7 mA) を超えると、二次側はオートリスタートオフ 時間 ($t_{AR(OFF)}$) を開始するためのコマンドを一次側に送信します。

出力定電流

LYTSwitch-6 は ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピン間の外部の電流センス抵抗を通して出力電流を制御します。この抵抗で生成される電圧が、 $I_{SV(TH)}$ (約 35 mV) の内部基準と比較されます。定電流レギュレーションが不要な場合、ISENSE ピンは SECONDARY GROUND ピンに接続してください。

SR スタティックブルダウン

二次側が制御していない場合、SR ゲートを LOW レベルに維持するために、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンにはノミナリー「ON」デバイスが接続されており、ピンレベルを LOW にして、FORWARD ピンからの容量性カップリングによって生じる SR ゲート電圧を低下させます。

オープン SR 保護

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンオープンのシステム異常から保護するために、二次側コントローラには、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンが外付け FET に接続されていることを確認する保護モードがあります。コントローラは起動時に SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンから電流をシンクします。内部スレッシュホールドは 100 pF の容量に対応します。SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの容量が 100 pF 未満の場合 (生成される電圧が基準電圧を下回る場合)、デバイスは SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンが「オープン」で、駆動する FET がいないと見なします。ピン容量が 100 pF を超えていることが検出された場合 (生成される電圧が基準電圧を超えている場合)、コントローラは SR FET が接続されているとみなします。

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

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

インテリジェント疑似共振モード スイッチング

スイッチング損失を低減して変換効率を向上させるために、LYTSwitch-6 には、コンバータが不連続動作モード (DCM) で動作している場合に、一次側スイッチの電圧が最小電圧に近づいた時に強制的にスイッチする機能が搭載されています。DCM ではこの動作モードが自動的に動作し、コンバータが連続動作モード (CCM) に移行すると無効になります。

この動作では、一次側での磁気リングの谷を検出するのではなく、FORWARD ピンのピーク電圧が出力レベルを超えて上昇することを検出して二次側要求のゲート制御に使用され、一次側コントローラのスイッチ「オン」サイクルを開始させます。

二次側コントローラは、コントローラが不連続モードに移行したことを検出し、一次側パワースwitchの最小スイッチング電圧に対応する二次側サイクル要求ウィンドウを開きます。

疑似共振 (QR) モードは、DCM が検出された後、またはリング振幅が (pk-pk) > 2 V になると、20 μ s 間有効になります。その後 QR スイッチングは無効になり、二次側からの要求によってスイッチングが行われるようになります。

二次側コントローラには、FORWARD ピンがグラウンドを下回ってリングした場合に一次側の「ON」サイクルの誤検出を防止するために、約 1 μ s のプランキング時間があります。

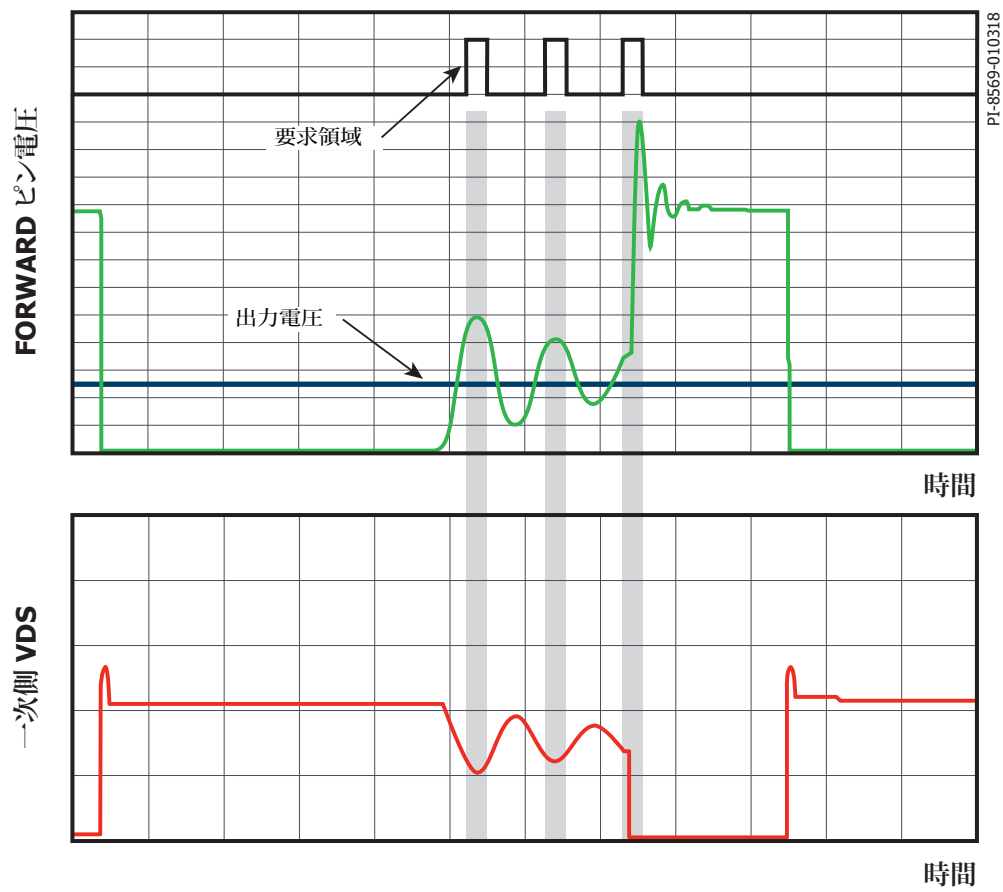


図 9. インテリジェント疑似共振モード スイッチング

応用例

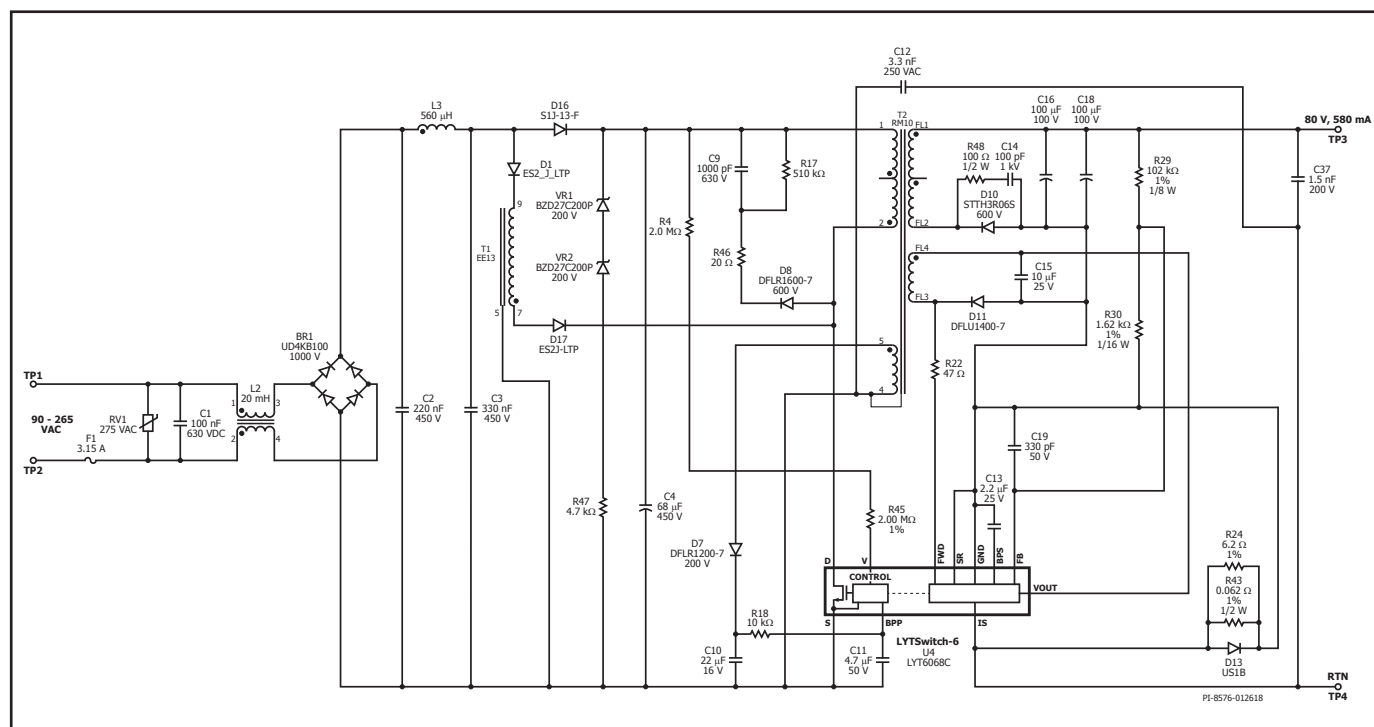


図 10. ユニバーサル外部 LED ドライバ アプリケーション回路図 (DER-657, 46.4 W, 80 V, 0.58 A)

図 10 に示す回路は、46 W 絶縁フライバック 電源で、LED 照明用途向けのワンコンバータ型力率改善回路を備えています。この回路は、RGBW スマート照明など、ポストレギュレータが使用されるマルチ LED 電圧アプリケーション用に、高精度 80 V、580 mA を出力します。この設計は、一定の 580 mA 出力電流を正確なレギュレーションで出力し、80 V ~ 20 V の負荷電圧範囲で入力電圧変動に起因するリップルを生じず、単一のストリングアプリケーションにも最適です。回路は高効率で、正確な負荷レギュレーションを提供し、入力 (90 VAC ~ 265 VAC) に対して安定しています。また、0.9 を超える PF、20% 未満の A-THD (230 VAC で測定) を実現します。

入力段

ヒューズ F1 にはオープン回路保護機能があり、重大な部品異常が発生した場合に入力電圧から回路を分岐します。バリスタ RV1 は電圧スパイクをクランプして、ヒューズの後に配置された回路を、入力トランジェントまたは入力サージによって引き起こされる過電圧による損傷から保護します。ブリッジダイオード BR1 は、AC 入力電圧を整流します。また、入力フィルムコンデンサ C2 及び C3 で全波整流 DC 電圧を提供します。EMI フィルタは C1、L2、C2、L3、C3 で構成される 2 段型の LC 回路です。PFC コンバータ及びフライバックスイッチングコンバータで生成されたディファレンシャルモード及びコモンモードのノイズを抑制します。

一次側フライバックコンバータ

入力回路はバルクコンデンサ C4 まで含みます。このコンデンサで入力リップル電圧が平滑され、充電されます。この部品はディファレンシャル電流もフィルタし、伝導 EMI をさらに低減させます。入力段は、フライバックコンバータに DC 電圧を供給します。トランス (T2) の一次側巻線の一端が整流コンデンサ (C4) のプラス端子に、他端が LYTSwitch-6 IC (U1) の内蔵 650 V パワースイッチの DRAIN ピンに接続されています。D8、R46、R17、及び C9 で構成された低コストの RCD 一次側クランプは、トランスの漏れインダクタンスによって生じる、スイッチにかかる電圧スパイクを制限します。RCD 一次側クランプは放射と伝導の EMI を低減します。

入力過電圧を検出するために、バルクコンデンサ電圧が検出され、INPUT VOLTAGE ピンの抵抗 R4 及び R45 によって電流に変換されます。INPUT VOLTAGE ピンの入力過電圧スレッシュホールド電流 (I_{OV}) により、入力過電圧シャットダウンポイントが決まります。

LYTSwitch-6 IC は、最初に AC 印加された時に内部の高電圧電流源により PRIMARY BYPASS ピンコンデンサ (C11) を充電することでセルフスタートします。通常動作時、一次側回路には、トランス T2 の補助巻線から電力が供給されます。カレントリミットは、ハイILIM設定として、BPP コンデンサ (C11) には 4.7 μ F を選択しています。通常動作時に、補助巻線 (またはバイパス巻線) の出力は、ダイオード D7 を経由して整流され、コンデンサ C10 によりフィルタされます。抵抗 R18 は、PRIMARY BYPASS ピンに供給されている電流を制限します。

力率改善ステージ

力率改善回路はブロッキングダイオード (D1 及び D17) と直列に接続されたインダクタ (T1) で構成されていて、LYTSwitch-6 IC の DRAIN ピンに接続されます。不連続動作モード (DCM) で動作する Switched Valley-Fill Single Stage PFC (SVF S²PFC) 回路を使用して高 PF を実現します。C3 の整流電圧が C4 の DC 電圧よりも小さい場合、DCM ではインダクタ T1 からのスイッチング電流によって入力電流が流れ、疑似的に正弦波となり、高力率となります。

スイッチのオン時間中は、エネルギーが PFC インダクタ (T1) 及びフライバックトランス (T2) の漏れインダクタンスに保存されます。スイッチのオフ期間中は、PFC とフライバックインダクタの両方のエネルギーがフライバックトランス T2 を経由して二次側に転送されます。ダイオード D16 は、C3 の整流された AC 入力を C4 から分離して、バルクコンデンサ C4 の充電用電流パスを構成します。特に、低入力電圧の場合は、効率が改善されます。フリーホイーリングダイオード D1 及び D17 は、スイッチのオフ時間中に二次側に転送する、PFC インダクタに蓄えられたエネルギーの電

流パスを構成します。D1 及び D17 は、スイッチがオフの場合に PFC インダクタで発生する共振電圧リングに耐えられるように直列に接続されます。

無負荷時または軽負荷時 (<10% 負荷) に、PFC インダクタに蓄えられたエネルギーは、二次側負荷に必要なエネルギーよりも大きくなります。したがって、PFC インダクタで発生する過度なエネルギーがリサイクルされて、バルクコンデンサ C4 に送られ、電圧レベルを引き上げます。R47 と直列に接続された VR1 及び VR2 で構成されている ツェナー抵抗クランプは、バルクコンデンサ C4 に接続され、C4 の電圧定格を下回るようにこの電圧をクランプします。このツェナー クランプの電圧は 450 V (バルクコンデンサ C4 の最大電圧定格) 以下にする必要があります。入力電圧サージまたは入力トランジェントが発生した場合、一次側スイッチは、460 V で入力過電圧シャットダウンをトリガする INPUT VOLTAGE ピンのセンス抵抗によってこの過電圧から保護されます。

二次側コンバータ

LYTSwitch-6 IC の二次側制御により、定電圧出力、定電流出力動作をします。トランス T2 の二次側巻線で生成される電圧は、D10 で整流されて、出力コンデンサ C16 及び C18 でフィルタされます。出力ダイオードに RC スナバ (R48 及び C14) を追加すると、電圧ストレスが低減されます。この設計では、SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンが SECONDARY GROUND ピンに接続されていて、SR FET ではなく、低コストの超高速出力ダイオードを使用します。

IC 二次側は、FORWARD ピンを介して二次側の巻線順方向電圧から自己給電されるか、OUTPUT VOLTAGE ピンを介して出力電圧から自己給電されます。デカップリング コンデンサ C13 は SECONDARY BYPASS ピンに接続されています。この設計では、OUTPUT VOLTAGE ピンの最大電圧制限を満たすために、IC の二次側に低電圧補助電源 (巻線 FL3 及び FL4) から給電する必要があります。適切なレギュレーションと高効率を確実に実現するために、FORWARD ピンを同じ出力に接続する必要があります。この補助電源は D11 で整流され、C15 でフィルタされます。

定電圧モード時、R29 及び R30 で構成される抵抗ネットワークを介して出力電圧を検出することにより、出力電圧レギュレーションが実現します。R30 の電圧は FEEDBACK ピンで監視され、内部基準電圧スレッシュホールドの 1.265 V と比較されます。バイパス コンデンサ C19 は FEEDBACK ピンと SECONDARY GROUND ピン間に配置され、高周波ノイズを減衰させます。ノイズが大きい場合、このノイズがフィードバック信号にカップリングされて、パルスバンチング現象などの不要な動作が生じます。

定電流動作時は、センス抵抗 R43 及び R24 によって最大出力電流が設定されます。センス抵抗の電圧は、ISENSE ピン内部基準スレッシュホールドの 35 mV に印加され、定電流レギュレーションが維持されます。電流センス抵抗と並列に接続されたダイオード D13 によって、ISENSE ピン及び SECONDARY GROUND ピン間の電圧がクランプされます。これは、出力短絡中に見られる出力コンデンサからの高電流サージをシャントし、損傷を防ぎます。

アプリケーション設計時の重要検討項目

出力電力テーブル

出力電力テーブル (テーブル 1) は、以下の想定条件下で得られる最大連続出力電力レベルを示します。

1. 最小 DC 入力電圧が、85 VAC 入力では 90 V 以上、230 VAC 入力または倍電圧使用時の 115 VAC 入力では 220 V 以上。これらの基準を満たすように、入力コンデンサの電圧定格を設定する必要があります。

2. 想定効率は電力レベルに依存します。最小デバイスのその電力レベルにおける効率は 84% 以上、最大デバイスの効率は 89% 以上を想定しています。
3. トランスの一次インダクタンス公差は $\pm 10\%$ 。
4. 跳ね返り電圧 (VOR) は、ユニバーサル入力の最小入力電圧に対して $KP = 0.8$ 、高入力 (専用) 設計に対して $KP = 1$ を維持するように設定されています。
5. アダプタの最大導通損失が 0.6 W に制限されています (オープン フレーム設計に対しては 0.8 W)。
6. ピーク電力及びオープン フレーム電力設計ではハイ カレント リミットを選択し、アダプタ設計では標準カレント リミットを選択。
7. SOURCE ピン温度を 110 °C 以下に保つように、SOURCE ピンを十分な大きさの銅箔面にはんだ付け実装、または、ヒートシンクを使用。
8. 周囲温度の上限は、オープン フレーム設計で 50 °C、密閉型アダプタで 40 °C。
9. KP は一次電流のピークに対するリップルの比率で、1 未満に設定。スイッチング サイクルの中断による電力供給の低減を防ぐには、過渡 KP リミットに 0.6 以上を指定することを推奨します。これにより、パワースwitchのターンオン時に初期カレントリミット (I_{LIMIT}) を超えることを抑止します。
10. LYTSwitch-6 は、設計者がトランス設計を調整して、スイッチング周波数を 25kHz ~ 5 kHz に設定することが可能です。デバイス温度を下げる一つの方法はスイッチング周波数を下げることができるトランスを設計することです。まずは 50 kHz から始めることを推奨します。

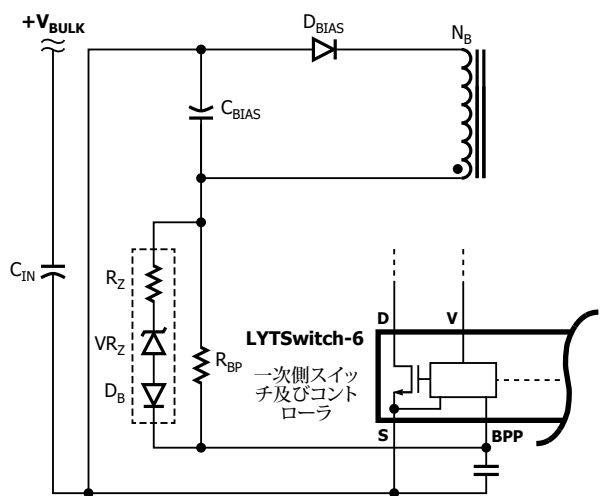
一次側過電圧保護

LYTSwitch-6 IC の一次側出力過電圧保護では、 I_{SD} のスレッシュホールド電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるとトリガされる内部保護を使用します。バイパス コンデンサを高周波フィルタとして効果を高めるには、コンデンサをデバイスの SOURCE ピン及び PRIMARY BYPASS ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。

一次側検出 OVP 機能は、整流及びフィルタされたバイアス巻線出力と PRIMARY BYPASS ピンをツェナー ダイオード、抵抗、及びブロッキング ダイオードで直列に接続することで実現します (図 11-a を参照)。整流及びフィルタされたバイアス巻線出力電圧が、想定よりも大きくなる場合があります (目的の値の最大 2 倍)。これは、バイアス巻線から出力巻線へのカップリングによるもので、バイアス巻線の電圧波形のリングングが発生したことが原因です。整流されたバイアス巻線電圧を測定することを推奨します。この測定は、最低入力電圧で、出力に最大負荷を適用した状態で実行するのが理想です。この測定電圧は、一次側検出 OVP を実現するために必要な部品を選択するために使用します。OVP トリガが想定されるバイアス巻線の整流電圧よりも約 6 V 低いクランプ電圧のツェナー ダイオードを選択すること推奨します。ブロッキングダイオードの順方向電圧降下は 1 V と想定し、小信号の標準リカバリーダイオードを推奨します。ブロッキングダイオードは、起動時の逆電流によるバイアスコンデンサの放電を防止します。最後に、必要な直列抵抗の値は、出力過電圧に I_{SD} より大きな電流が PRIMARY BYPASS ピンに流れるように計算します。

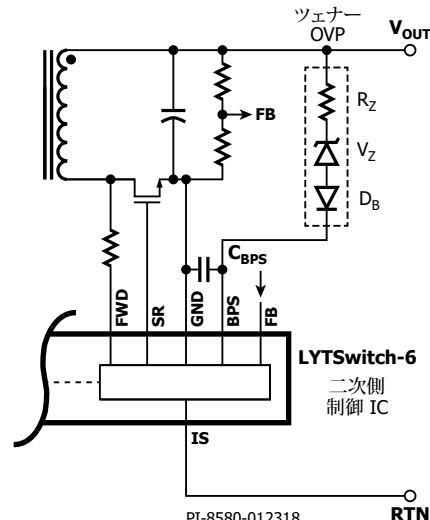
二次側過電圧保護

LYTSwitch-6 IC の二次側出力過電圧保護では、SECONDARY BYPASS ピンに流れる電流が $I_{\text{BPS(SD)}}$ のスレッシュホールドを超えるとトリガされる内部オートリスタート回路を使用します。出力から SECONDARY BYPASS ピンにツェナーダイオードを接続することで、出力電圧を直接検知する OVP 機能を実現します。ツェナー ダイオードの電圧は、 $(1.25 \times V_{\text{OUT}})$ と



PI-8579-112718

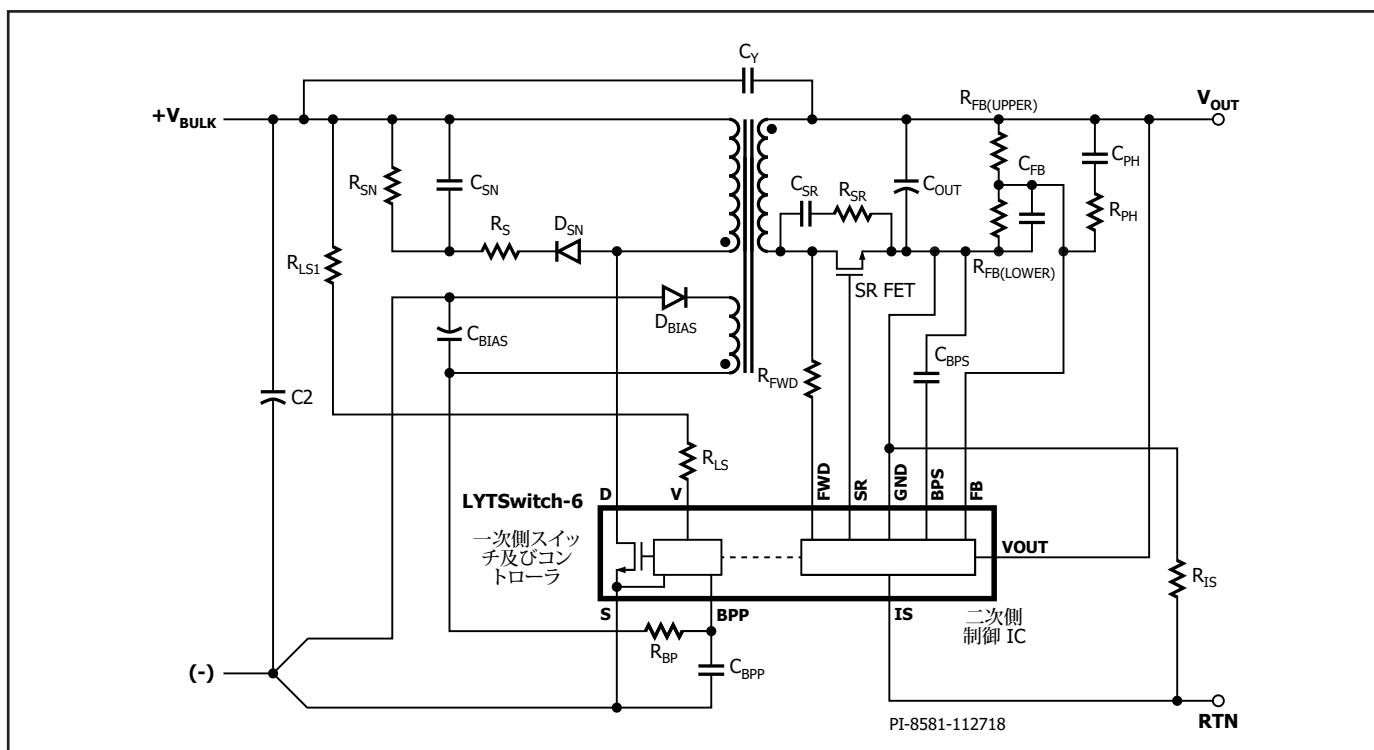
a. 高電流がツェナー V_Z を介して BPP に流入される一次側 OVP



PI-8580-012318

b. 高電流がツェナー V_Z 及び抵抗 R_Z を介して BPS に流入される二次側 OVP

図 11. 出力過電圧保護回路



PI-8581-112718

図 12. LYTSwitch-6 フライバック電源の一般的な回路図 (DC - DC ステージ)

SECONDARY BYPASS ピン電圧の 4.4 V の差になるようにする必要があります。SECONDARY BYPASS ピンへの最大電流を制限するために、OVP ツェナー ダイオードと直列に小さな値の抵抗を追加する必要があります (図 11-b を参照)。

重要な外部部品の選択

図 12 の回路図に、単一出力 LYTSwitch-6 ベース電源に必要な外部部品を示します。これらの部品の選択基準は、次のとおりです。

一次側部品

PRIMARY BYPASS ピン コンデンサ (C_{BPP})

このコンデンサは、一次側コントローラの供給デカップリング コンデンサとして機能し、内蔵スイッチのカレントリミットも決定します。4.7 μF または 0.47 μF の容量は、それぞれハイカレント リミットまたは標準カレント リミットを選択します。電解コンデンサを使用することもできますが、両面基板では多くの場合、コンデンサを IC の近くに配置できるため、表面実装の積層セラミック コンデンサを推奨します。容量の最小要件を満たすために、少なくとも 10 V、0805 またはそれより大きい定格の X5R または X7R 誘導体コンデンサを推奨します。X7R、X5R などのセラミック コンデンサ タイプの名称は、メーカーや製品ファミリーが異なると、電圧係数も同じとは限りません。コンデンサのデータ シートを確認して、5V 印加時のコンデンサ容量が 20% 以上低下しないものを選択することを推奨します。Y5U または Z5U/0603 定格の MLCC は使用しないでください。このタイプの SMD セラミックコンデンサの電圧及び温度係数は非常に低いからです。

入力過電圧/起動センス抵抗 (R_{LS})

入力過電圧と起動電圧の両方が、INPUT VOLTAGE ピンで検出されます。DC 入力からの電流が、抵抗 R_{LS} で監視され、内部電流スレッシュホールドと比較されます。

R_{LS} の標準範囲は、3.8 M Ω ~ 4 M Ω です。 R_{LS} は、 $V_{LOV} \times 1.414 / I_{OV}$ とほぼ等しくなります。

V_{LOV} は、過電圧スレッシュホールド (I_{OV}) を超えた場合に電源がスイッチングを停止する入力電圧です。入力過電圧ヒステリシス ($I_{OV(H)}$) に到達すると、スイッチングが再度有効になります。入力 OV (V_{LOV}) は $I_{OV} \times R_{LS} / 1.414$ とほぼ等しくなります。

起動スレッシュホールド (I_{UV+}) を超えると、電源がオンになります。起動電圧は $I_{UV+} \times R_{LS} / 1.414$ とほぼ等しくなります。

外部バイアス回路部品 (D_{BIAS} , C_{BIAS} , R_{BP})

LYTSwitch-6 IC には、一次側スイッチの DRAIN ピンから PRIMARY BYPASS ピンへの、内部バイパス レギュレータがあります。この内部レギュレータは、スイッチのオフ時間中はアクティブであり、PRIMARY BYPASS ピン電圧が 5 V 未満に低下しないよう維持します。これにより、IC は起動時でも通常どおり動作します。起動時は、内部レギュレータから IC に電力が供給されます。出力電圧が十分に上昇したら、一次側コントローラは内部タップからではなく、補助巻線を使用して外部バイアス回路から電力を取り込みます。補助電源の方が (DRAIN ピンの高電圧によって駆動される) タップよりも電圧がはるかに低いため、電力消費量は低下します。バイアス巻線と二次側巻線の間のカップリングが不適切な場合は、無負荷動作時にバイアス回路電圧が大幅に低下し、PRIMARY BYPASS ピンに電流を供給できなくなり、内部レギュレータをオフし続けることができなくなることがあります。この条件によって内部タップがオンになると、無負荷時の消費電力が増大します。したがって、バイアス電圧は最大値の 12 V に近い値に設定することを推奨しますが、電圧が高いほど、無負荷時の消費電力も増大する可能性があります。バイアス回路でバイアス巻線整流ダイオード D_{BIAS} に標準ダイオードを使用する場合、高速ダイオードを使用する場合には、それぞれ一長一短があります。標準ダイオードでは放射 EMI が小さくなる傾向がある一方、高速ダイオードでは無負荷時の消費電力が小さくなります。LYTSwitch-6 IC の消費電力は、本来ごくわずかであるため、バイアス回路に標準ダイオードを使用して、消費電力のわずかな増加を、EMI 性能の改善で埋め合わせることをお勧めします。

バイアス回路フィルタ C_{BIAS} には、22 μF 、50 V、低 ESR のアルミニウム電解コンデンサを推奨します。低 ESR の電解コンデンサは、無負荷時の消費電

力を小さくします。セラミックコンデンサは、その機械構造上、圧電励振によって音鳴りが発生することがあり、推奨しません。

無負荷時の入力電力を最小にして、最大負荷時の効率を高くするには、この抵抗を経由する電流が PRIMARY BYPASS ピンの供給電流よりも大きくなるように、抵抗 R_{BP} (図 12) を選択する必要があります。

PRIMARY BYPASS ピンの供給電流は、次に示す方法で計算できます。

$$I_{SSW} = \left(\frac{f_{SW}}{132 \text{ K}} \right) \times (I_{S2} - I_{S1}) + I_{S1}$$

値は次のとおりです。

I_{SSW} : 動作スイッチング周波数における PRIMARY BYPASS ピンの供給電流

f_{SW} : 動作スイッチング周波数 (kHz)

I_{S1} : スwitching動作をしていないときの PRIMARY BYPASS ピン供給電流 (データ シートの仕様テーブルを参照)

I_{S2} : 132 kHz における PRIMARY BYPASS ピン供給電流 (データ シートの仕様を参照)

バイアス電流が PRIMARY BYPASS による供給電流よりも高い場合、PRIMARY BYPASS ピンの電圧は、約 5.3 V です。PRIMARY BYPASS ピンの電圧が約 5.0 V の場合、 R_{BP} を流れる電流が PRIMARY BYPASS ピンの供給電流以下で、IC が DRAIN ピンから電流を引き出していることを示します。起動時を除き、PRIMARY BYPASS ピンの電圧が 5.3 V を下回らないことを確認してください。

R_{BP} の最大値の判別式は、次のとおりです。

$$R_{BP} = [V_{\text{バイアス (NO-負荷)}} - V_{BPP}] / I_{SSW}$$

$V_{BPP} = 5.3 \text{ V}$ です。

一次側巻線のクランプ ネットワーク (D_{SN} , R_S , R_{SN} , 及び C_{SN})

図 13 に、低電力回路で最もよく使用される、低コスト R2CD クランプを示します。高電力の設計では、ツェナー クランプ、または R2CD とツェナー クランプを使用して効率を上げることができます。最悪の条件下 (最大入力電圧、最大過負荷電力、または出力短絡) において、ピークドレイン電圧を BV_{DSS} の 90% に制限することを推奨します。図 13 に示すクランプダイオード D_{SN} には、ガラス保護膜付き標準リカバリダイオード、または逆回復時間が 500 ns 未満の高速リカバリタイプを使用してください。ガラス保護膜付き標準リカバリスイッチを使用すると、各サイクルのクランプ電力の一部を回復させることができるため、平均効率が向上します。このダイオードは、LYTSwitch-6 IC 内の一次側スイッチがオフになるたびに一時的に導通して、漏れリアクタンスからの電力をクランプ コンデンサ C_{SN} に転送します。直列に接続した抵抗 R_S は、漏れリアクタンスとクランプ コンデンサ C_{SN} の間の共振によって発生する過剰なリングングを防止するダンパーとして機能します。抵抗 R_S は、コンデンサ C_{SN} に蓄えられた電力を消費します。異なるサイズの LYTSwitch-6 デバイスを使用している設計では、ピーク一次電流及び漏れインダクタンスが異なるため、漏れ電力の量も異なります。したがって、設計ごとにコンデンサ C_{SN} 、 R_{SN} 、及び R_S を最適化する必要があります。原則として、コンデンサ C_{SN} の値を最小に、抵抗 R_{SN} 及び R_S の値を最大にして、 BV_{DSS} 制限の 90% のディレーティングを満たす必要があります。 R_S はリングングを減衰させるのに必要な大きさにする必要がありますが、ドレイン電圧が極端に上昇することがないように設定してください。Z5U などの誘電体を使用するセラミック コンデンサをクランプ回路内の C_{SN} コンデンサとして使用すると、音鳴りが生成されることがあるため、ポリエステル フィルム型のコンデンサを使用することを推奨します。

一般的な一次側クランプの構成

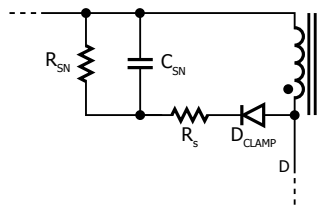
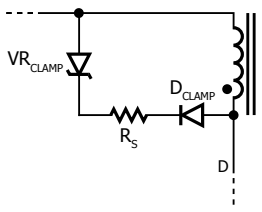
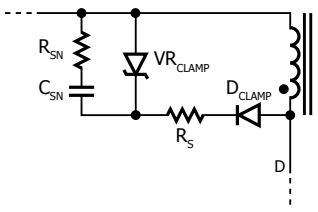
R2CD	ツェナー	R2CD + ツェナー
 PI-8582-011218	 PI-8584-011218	 PI-8583-011218

図 13. 推奨一次側クランプ

一次側クランプ回路

メリット	R2CD	ツェナー	R2CD + ツェナー
部品のコスト	低	中	高
無負荷時入力電力	高	低	中
軽負荷時効率	低	高	中
EMI 抑制	高	低	中

テーブル 2. 一次側クランプ回路の特徴

LYTSwitch-6 を駆動する二次側部品

SECONDARY BYPASS ピン コンデンサ (C_{BPS})

このコンデンサは、二次側コントローラの電圧供給デカップリング コンデンサとして機能します。この用途には、2.2 μ F、10 V / X7R または X5R / 0805 以上のサイズの表面実装多層セラミック コンデンサを推奨します。出力電圧がターゲット電圧に到達する前に、SECONDARY BYPASS ピン電圧が 4.4 V に到達する必要があります。SECONDARY BYPASS ピン コンデンサの値が著しく大きい場合は、この動作が妨げられて、起動時に出力電圧がオーバーシュートする可能性があります。値が 1.5 μ F より小さい場合は、十分に充電することができず、デバイス動作が予測不能になる可能性があります。

ります。コンデンサは IC ピンに隣接して配置する必要があります。BPS 電圧に対して十分なマージンを確保するため、少なくとも 10 V の電圧定格を推奨します。動作時の実際の値を保証するには、0805 のサイズが必要です。特に 0603 などの小型パッケージ SMD では、印加される DC 電圧でセラミック コンデンサの容量が大幅に低下することがあるためです。6.3 V / 0603 / X5U / Z5U タイプの MLCC は推奨されません。X7R、X5R などのセラミック コンデンサ タイプの名称は、メーカーや製品ファミリーが異なると、電圧係数も同じとは限りません。コンデンサのデータシートを確認して、4.4 V 印加時のコンデンサ容量が 20% 以上低下しないものを選択することを推奨します。最良の結果を得るには X5R または X7R の誘導体を持つコンデンサを使用してください。

FORWARD ピン抵抗 (R_{FWD})

FORWARD ピンは、同期整流 MOSFET (SR FET) のドレイン端子に接続されます。このピンは、SR FET のドレイン電圧を監視し、デバイスのオン/オフを正確に制御するために使用します。また、出力電圧が SECONDARY BYPASS ピンの電圧を下回ったときに、SECONDARY BYPASS ピンのコンデンサに充電する場合にも使用されます。十分な IC 電流を確保して、広範囲の出力電圧で適切に動作させるには、47 Ω 、5% の抵抗を使用することを推奨します。異なる抵抗値を使用すると、同期整流器ドライブのタイミングが妨げられるため、使用しないでください。FORWARD ピンの電圧が絶対最大電圧定格を超えないように注意してください。FORWARD ピンの電圧が FORWARD ピンの絶対最大電圧を超えると、IC は損傷します。以下の図 14、15、16、及び 17 に、FORWARD ピン電圧の許容できない波形及び許容できる波形を示します。 V_D は、SR FET の順方向電圧降下です。

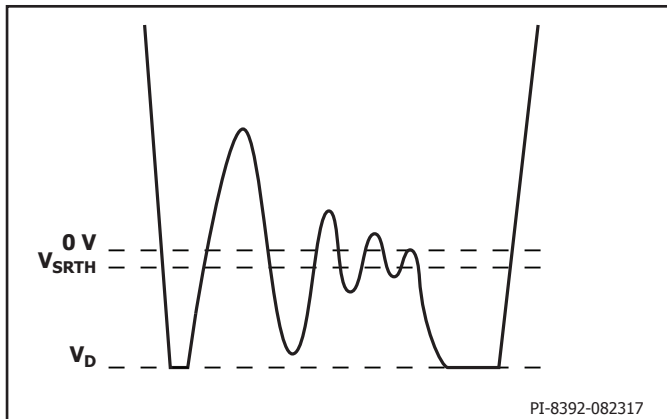


図 14. フライバック サイクル中の SR FET 導通時のハンドシェイク後の許容できない FORWARD ピン波形

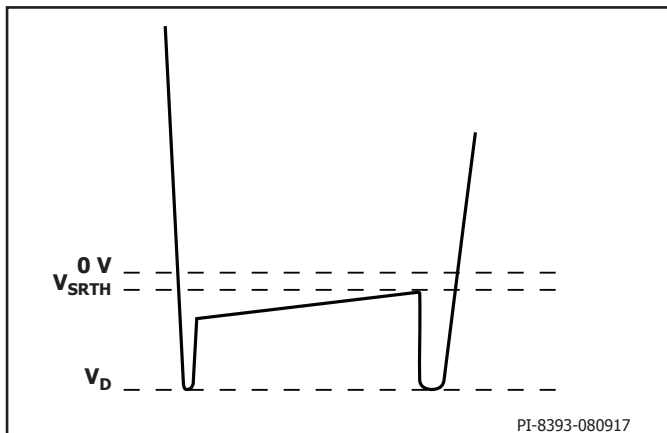


図 15. フライバック サイクル中の SR FET 導通時のハンドシェイク後の許容できる FORWARD ピン波形

FEEDBACK ピン分割回路 ($R_{FB(UPPER)}$ 、 $R_{FB(LOWER)}$)

適切な電圧分圧回路を電源出力から LYTSwitch-6 IC の FEEDBACK ピンに接続し、FEEDBACK ピンが目的の出力電圧の時に 1.265 V になるようにします。330pF のデカップリングコンデンサが推奨され、SECONDARY GROUND ピンと FEEDBACK ピン間に接続する必要があります。 C_{FB} は FEEDBACK ピンのデカップリング コンデンサとして機能し、IC の動作に影響を与えるスイッチング ノイズを防止します。

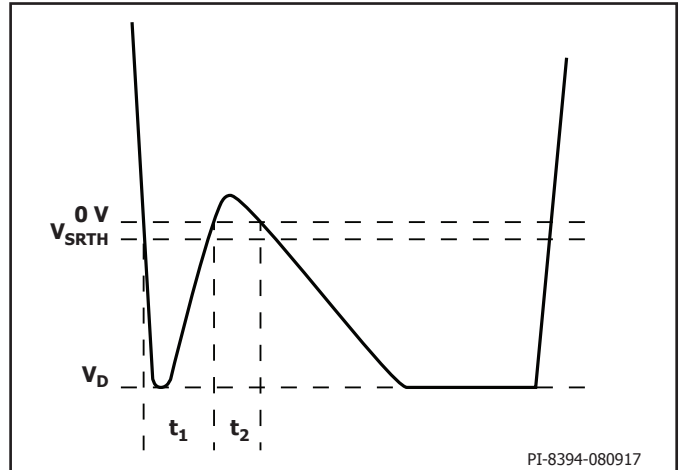


図 16. フライバック サイクル中のボディ ダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できない FORWARD ピン波形

注:

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

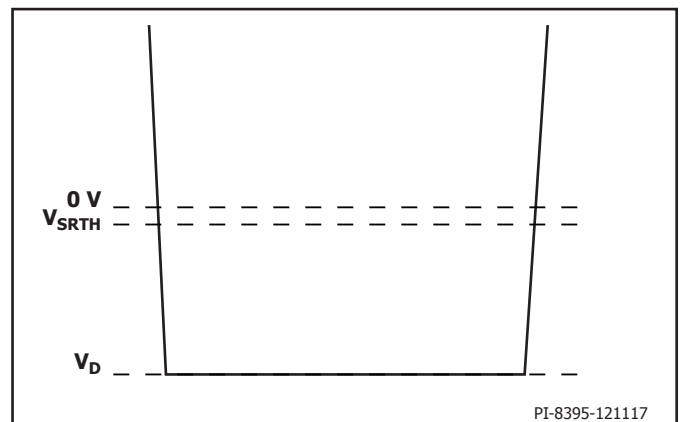


図 17. フライバック サイクル中のボディ ダイオード導通時のハンドシェイク前の許容できる FORWARD ピン波形

SR FET の動作と選択

シンプルなダイオード整流器及びスナバを使用するのが効果的ですが、SR FET を使用すると効率が大幅に向上します。フライバック サイクルの開始時に、二次側コントローラによって SR FET がオンになります。SR FET のゲートは LYTSwitch-6 IC の SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンに直接接続する必要があります (SR FET のゲート ドライブにその他の抵抗を接続しないでください)。 V_{DS} が 0 V に到達すると、SR FET はオフになります。SR FET ドライバは電源出力として SECONDARY BYPASS ピンを使用します。この電圧は通常は 4.4 V です。したがって、ゲート スレッシュホールド電圧が高い FET は、この用途には適しません。スレッシュホールド電圧が 1.5 ~ 2.5 V の FET が理想的です。データシート内で、4.5 V のゲート電圧に対して全温度範囲にわたって $R_{DS(ON)}$ が指定されている場合は、スレッシュホールド電圧が 4 V の MOSFET も使用できます。

フライバック サイクルの開始と SR FET のターンオンの間には短い遅延があります。その間は SR FET のボディ ダイオードが導通します。外付けショッ

トキ一 ダイオードを並列に接続した場合、電流はほとんどショットキー ダイオード内を流れます。したがって、ショットキー ダイオードを並列に接続すると、効率が高まります。通常は、1 A の表面実装ショットキー ダイオードで十分対応できます。ただし、この効果は大きくなく、5 V、2 A 設計では、外付けダイオードによって全負荷時のエネルギー効率が 85 VAC で 0.1% まで、230 VAC で 0.2% まで向上します。

ショットキー ダイオードと SR FET の電圧定格は、トランスの巻数比から計算される、想定ピーク逆電圧 (PIV) の少なくとも 1.3 倍が必要です。

出力巻線の漏れリアクタンスと SR FET の出力容量 (COSS) 間の相互作用により、一次側スイッチのターンオン時に巻線の逆電圧によって電圧のリンギングが発生します。このリンギングは、SR FET に接続された RC スナバによって抑制できます。10 Ω ~ 47 Ω の範囲のスナバ抵抗を使用する必要があります (抵抗値が大きいと効率が大きく低下します)。コンデンサ容量値はほとんどの設計で 1 nF ~ 2.2 nF が適しています。

出力フィルタ容量 (C_{OUT})

ESR が低く、RMS リップル電流定格が大きいアルミニウム電解コンデンサは、バラスト アプリケーション用のほとんどの高周波数フライバック スイッチング電源で使用するのに適しています。通常は、出力電流の 1 アンペアあたり 300 μF ~ 400 μF の容量が適しています。この値は、必要な出力電流リップルの量に応じて調整します。最高出力電圧 (と十分なマージン) よりも大きい電圧定格のコンデンサを使用する必要があります。

出力電流センス抵抗 (R_{IS})

図 18 に示すように、出力定電流 (CC) を動作させるには、外部電流センス抵抗 R_{IS} を ISENSE ピンと IC の SECONDARY GROUND ピンの間に接続する必要があります。定電流 (CC) レギュレーションが不要な場合は、このピンを IC の SECONDARY GROUND ピンに接続します。

この抵抗で生成される電圧が、約 35 mV の内部基準であるカレント リミット電圧スレッシュホールド (I_{SV(TH)}) と比較されます。R_{IS} のサイズを計算します。

$$R_{IS} = I_{SV(TH)} / I_{OUT(CC)}$$

R_{IS} 抵抗は、ISENSE ピンと SECONDARY GROUND ピンの近くに、短い配線で配置する必要があります。これにより、定電流動作時に発生する不安定動作の要因となるグラウンドインピーダンスノイズによる干渉を防ぐことができます。

出力後段のフィルタ部品 (L_{PF}、C_{PF})

必要に応じて、後段フィルタ (L_{PF} 及び C_{PF}) を追加し、高周波数スイッチング ノイズ及びリップルを減衰させることができます。インダクタ L_{PF} は、ピーク出力電流よりも電流定格が大きい、1 mH ~ 3.3 mH の範囲にする必要があります。コンデンサ C_{PF} は 100 μF ~ 330 μF の範囲内に収めて、電圧定格を 1.25 × V_{OUT} 以上にする必要があります。後段フィルタを使用する場合は、後段フィルタ インダクタの前に出力電圧センス抵抗を接続する必要があります。

PCB のレイアウトに関する推奨事項

一点接地

入力フィルタ コンデンサから SOURCE ピンに接続する銅箔部を一点接地接続にします。図 18 を参照してください。

バイパス コンデンサ

PRIMARY BYPASS (C_{BPP}) ピン、SECONDARY BYPASS (C_{BPS}) ピン、フィードバックのデカップリング コンデンサは、各ピンに隣接して配置し、短い配線で接続する必要があります。

PRIMARY BYPASS ピン - SOURCE ピン。

SECONDARY BYPASS ピン - SECONDARY GROUND ピン。

FEEDBACK ピン - SECONDARY GROUND ピン。

信号部品

フィードバック情報を提供する抵抗 R_{LS}、R_{BP}、R_{FB(UPPER)}、R_{FB(LOWER)}、及び R_{IS} は、IC ピンのできるだけ近くに配置して、短い配線で接続する必要があります。

重要なループ エリア

dv/dt または di/dt が高い電流のループは、できるだけ小さくする必要があります。入力フィルタ コンデンサ、トランスの一次側巻線、及び IC を接続する一次側ループ エリアは、小さくする必要があります。理想的なのは、ループ内に別のループを入れないことです (図 18 を参照)。このようにすると、回路間の相互干渉が最小になります。

一次側クランプ回路

クランプは、ターンオフ時の DRAIN ピンのピーク電圧を制限するために使用します。具体的には、RCD クランプまたはツェナー ダイオード クランプを一次巻線に配置します。クランプ部品をトランス及び IC の近くに配置すると、このループのサイズが最小になって、EMI が減少します。

Y コンデンサ

Y コンデンサは一次側入力フィルタ コンデンサのプラス端子と、二次側トランスのメイン巻線のプラス出力またはリターンの間に直接接続する必要があります。これにより、過大なコモン モード サージ電流を迂回させ IC デバイスに進入するのを防ぎます。π 型 (C1、L、C2) の入力フィルタを使用する場合は、フィルタのインダクタをフィルタ コンデンサのマイナス端子間に接続する必要があります。

出力整流ダイオード

最大限の性能を引き出すには、二次巻線、出力整流ダイオード、出力フィルタ コンデンサを接続するループ エリアはできるだけ小さくする必要があります。十分な放熱のために整流ダイオードのターミナルの銅箔部は、十分に大きくする必要があります。

ESD 耐性

ESD または Hi-Pot 試験要件に適合するように、一次側と二次側の回路間には十分な空間距離 (8 mm 以上) を維持する必要があります。スパークギャップは、出力リターン (やプラス端子) とヒューズ後段のいずれかの AC 入力間に配置するのが最適です。この構成で、適用される安全基準の沿面距離と空間距離の要件を満たすには、6.4 mm (アプリケーションによっては 5.5 mm を使用可能) のスパークギャップが最適です。スパークギャップの電圧が AC 入力のピークを超えることはないため、この距離は一般的な一次側と二次側の距離よりも小さくなります。

ドレイン ノード

ノイズは主にドレイン スイッチング ノードで発生します。そのため、ドレイン ノードに接続された部品は、ノイズの影響を受けやすいフィードバック回路から離して、IC の近くに配置する必要があります。クランプ回路の部品は、PRIMARY BYPASS ピンから離して配置し、配線の幅及び長さが最小になるようにする必要があります。

基板レイアウトの例

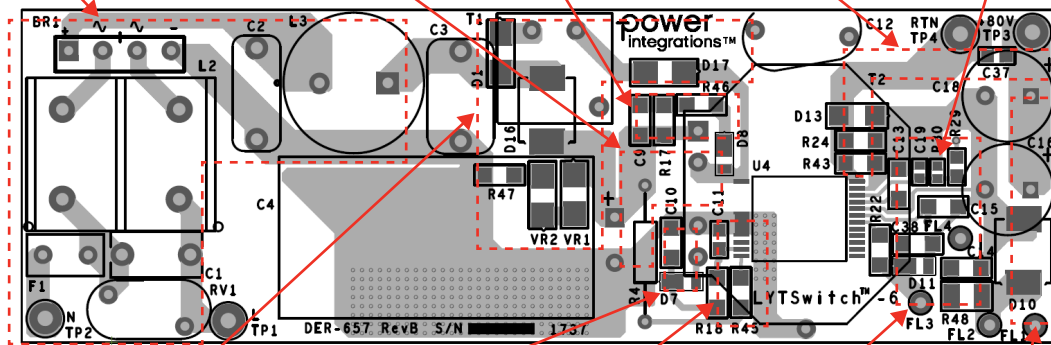
入力回路 (F1, RV1, BR1) 及び EMI フィルタ - C1, L2, C2, L3 は、di/dt または dv/dt が高いすべてのスイッチングノードから離れた位置に配置されています。

パルクコンデンサ C4、一次側巻線 NP、LYTSwitch-6 U4 D-S ピンで形成されたフライバック一次側ループは、近接させ小さくします。

D8, R46, C9//R17、及び NP で形成された一次側クランプループは、近接させ小さくします。

COUT C37//C15、センス抵抗 R24//R43、及び LYTSwitch-6 IS-GND ピンで形成された出力ループは、二次側ループ (4) とグラウンドバスを共有しません。

フィードバック部品 R29, R30, C19、及び GND ピンは、センス抵抗 R24//R43 にスター接続された 1 つのグラウンドバスを共有します。



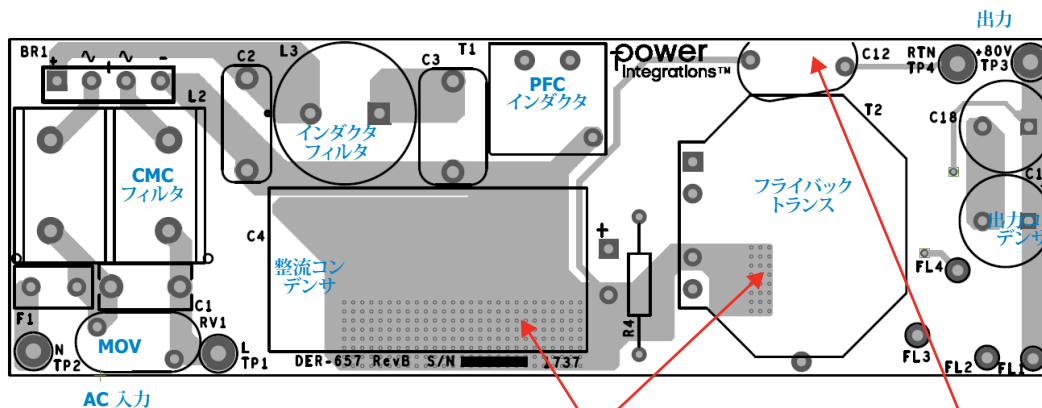
フィルタ C3、フリーホイーリングダイオード D1+D17、T1、一次側巻線 NP、及び整流コンデンサ C4 で形成された PFC ループは、近接させ小さくします。

補助巻線 NB, D7、及び C10 で形成されたバイアス回路のループは、近接させ小さくします。

一次側信号部品 C11, R18, R45、及び R4 は、これらが接続されている IC ピンにできるだけ近い位置に配置され、短い配線で接続します。

二次側信号部品は、これらが接続されている IC ピンにできるだけ近い位置に配置され、短い配線で接続されます。補助巻線 FL3-FL4, D11、及び C38 は、近接させ小さくします。

二次側巻線 FL1-FL2、COUT C15//C37、及び整流器 D10 で形成された二次側ループは、近接させ小さくします。



SOURCEピンのヒートシンクとなる銅箔パターンを最大化。

RTN 及び C4 (-) に接続された Y コンデンサ。

注記

- すべてのループは独立していて、1 つのループ内に別のループはありません。これにより、グラウンドインピーダンスノイズのカップリングが発生しなくなります。
- RFI の生成を最小にするために、DRAIN など dv/dt が高いノードの配線の表面積及び長さはできるだけ小さくしてください。
- 容量結合ノイズまたは磁気結合ノイズを避けるために、Y コンデンサやフィードバックリターンなどの信号配線 (安定した配線) を、任意の巻線または出力整流器ダイオードのスイッチング側の、トランスの腹部の下、DRAIN のようなノイズの大きいノード (dv/dt または di/dt が高いノード) の近く、またはその上に配置しないでください。
- 信号配線のバスを、出力コンデンサなどの AC スイッチング電流が流れる配線のバスと共有しないでください。グラウンドインピーダンス結合ノイズが発生しないように、コンデンサパッドとスター接続にする必要があります。

PI-8585-020918

図 18. 上面と底面 - dv/dt 及び di/dt が高い回路の狭いループ領域、部品配置を示す理想的なレイアウトの例

無負荷時待機電力の削減に関する推奨事項

LYTSwitch-6 IC は、内部電流源を介して充電した BYPASS ピン コンデンサから自己給電モードで起動します。LYTSwitch-6 IC がスイッチングを開始した後は、PRIMARY BYPASS ピンへの電流供給にバイアス巻線が使用されます。スイッチングトランスの補助巻線(バイアス巻線)はこのために用いられます。PRIMARY BYPASS ピンへのバイアス巻線による電力供給により、無負荷時待機電力が 100 mW 未満の設計を実現できます。抵抗 R_{BP} (図 12 を参照) は、無負荷時入力電力が最小になるように調整します。

無負荷時待機電力をさらに削減できるその他の部品は、次のとおりです。

1. 低容量一次側クランプ コンデンサ C_{SN}
2. バイアス回路整流用のショットキーまたは超高速ダイオード D_{BIAS}
3. バイアス回路フィルタ コンデンサ用の低 ESR コンデンサ C_{BIAS}
4. 低容量 SR FET RC スナバ コンデンサ C_{SR}
5. トランス構造: 一次巻線層間にテープ層を挿入し、一次巻線と二次巻線の間に多層のテープを挿入すると、巻線間の容量が小さくなります。

EMI 低減に関する推奨事項

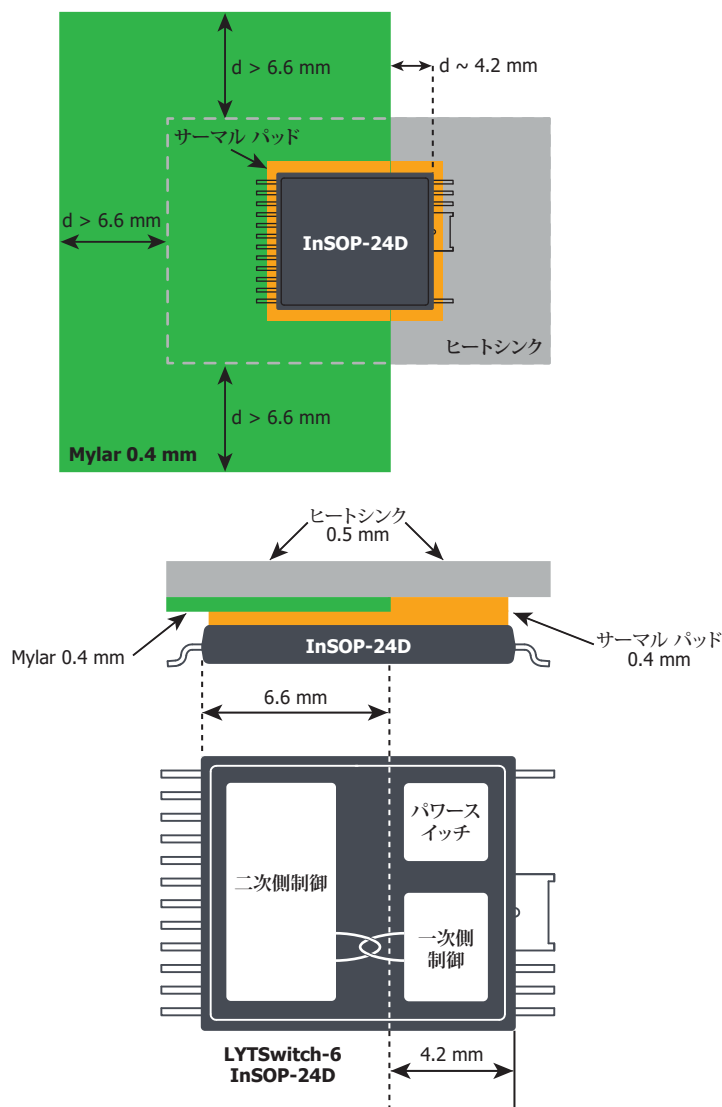
1. 一次側と二次側の電源回路で部品を適切に配置しループ エリアを小さくすることで、放射 EMI と伝導 EMI を最小限にすることができます。ループ エリアを小さくすることが重要です。(図 18 を参照)。
2. 一次側のクランプ ダイオードと並列に小さなコンデンサを配置すると、放射 EMI を低減できます。
3. 抵抗 ($2\ \Omega \sim 47\ \Omega$) をバイアス巻線と直列に接続することで、放射 EMI を低減させることができます。

4. 小さな抵抗とセラミック コンデンサ ($<22\ \text{pF}$) を一次側に直列に接続するか (図 21)、二次側巻線 ($<100\ \text{pF}$) に直列に接続すると、伝導 EMI と放射 EMI が小さくなります。コンデンサの値が大きいほど、無負荷時待機電力が大きくなります。
5. コモン モードのノイズを低減するには、通常は電源の入力にコモン モード チョークが必要になります。ただし、トランスでシールド巻線を使用しても同様の効果が得られます。入力時にコモン モード フィルタ インダクタと合わせてシールド巻線を使用すれば、伝導 EMI と放射 EMI が低減されます。
6. SR FET RC スナバ部品の値を調整すると、高周波の放射 EMI と伝導 EMI が低減されます。
7. 入力整流回路でディファレンシャル インダクタとコンデンサで構成された π フィルタを使用すると、低周波ディファレンシャル EMI を低減させることができます。フェライト ビーズ (図 18) を追加して、EMI をさらに改善することができます。
8. ディファレンシャル インダクタの抵抗により、Q 係数が小さくなり、10 MHz を超える EMI は低減されますが、5 MHz より小さい EMI が増加することがあります。
9. $1\ \mu\text{F}$ セラミック コンデンサを電源出力に接続すると、放射 EMI が低減されます。
10. 低速バイアス整流ダイオード ($250\ \text{ns} < t_{RR} < 500\ \text{ns}$) を使用すると、20 MHz を超える伝導 EMI、及び 30 MHz を超える放射 EMI が低減されます。

ヒート スプレッダ

周囲温度が高くなる LED バラストなどの密閉型電源では、ヒートシンクとして基板のみ使用するだけでは、IC を温度制限内に維持することはできない可能性があります。IC の最大温度を制限するには、金属製のヒート スプレッダを追加しなければならない可能性があります。

セラミック絶縁材がヒート シンクとして使用されている場合を除き、絶縁バリアの性能低下を回避するために注意が必要になります。一般に、ヒート スプレッダは、ヒート スプレッダの素材 (銅またはアルミニウム)、強化絶縁用の 0.4 mm Mylar パッド、及びデバイスとヒート スプレッダ間の熱伝導率を上げるための熱伝導パッドを組み合わせ形成されます。図 19 では、ヒート スプレッダを InSOP-24D パッケージに接続しながら、適切な沿面距離と空間距離を維持するためのシンプルな方法を提案します。



PI-8377a-112718

図 19. InSOP-24D パッケージへのヒート スプレッダの取り付けの簡略図

トランスに対する InSOP-24D パッケージの推奨位置

トランス及び InSOP-24D の下にある基板は強固でなければなりません。薄い基板 (< 1.5mm) で大きなトランスが使用されている場合は、InSOP パッケージからトランスを遠ざけることを推奨します。InSOP パッケージの

近くの基板またはその下の基板に、スロットを開けることは一般にお勧めしません。基板が弱くなるためです。長い基板の場合は、基板の中央に機械的な支持部または支柱を取り付けるか、または InSOP パッケージの近くに配置することを推奨します。

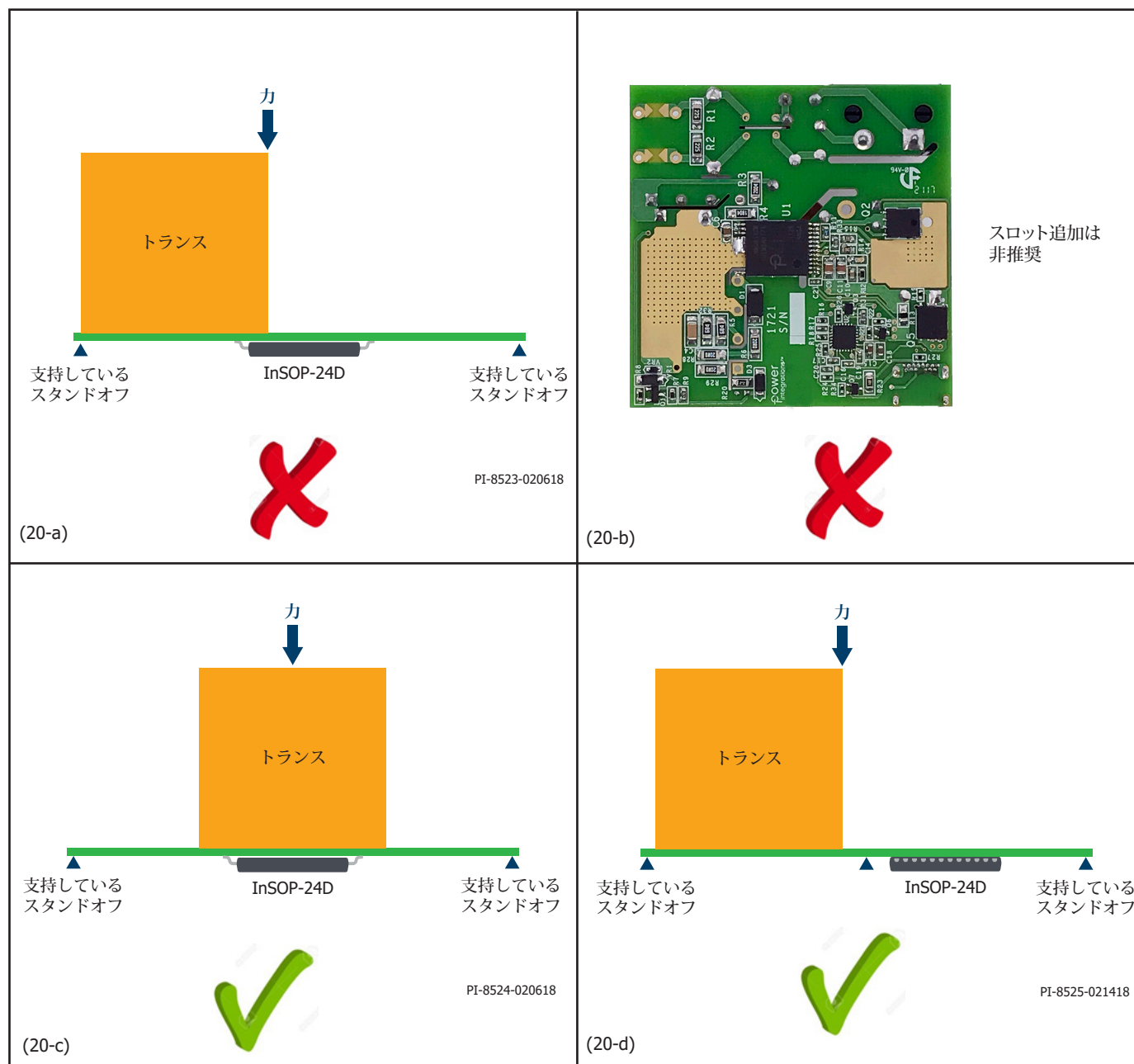


図 20. チェックマーク付きの InSOP-24D パッケージの推奨位置

設計チェックリスト

いかなる電源設計においても、LYTSwitch-6 を使用する場合は、すべて最悪条件で部品仕様を超えていないことを必ずベンチマーク テストで測定してください。最小限、次のテストを行うことを強く推奨します。

最大ドレイン電圧 – LYTSwitch-6 IC の V_{DS} と SR FET が、通常動作時と起動時に最大入力電圧及びピーク(過負荷)出力電力で、ブレークダウン電圧の 90% を超えないことを確認します。

最大ドレイン電流 – 最高周囲温度、最大入力電圧、及びピーク (過負荷) 出力電力。起動時のドレイン電流波形によって、トランスの飽和または過剰なリーディングエッジスパイク電流の兆候を確認します。定常状態でテストを繰り返し、リーディング エッジ スパイク電流が $t_{LEB(MIN)}$ の最後に $I_{LIMIT(MIN)}$ を下回っているか確認します。すべての条件において、一次側パワースwitchの最大ドレイン電流は仕様の絶対最大定格を下回っていることが必要です。

温度特性の確認 – 規定の最大出力電力、最小入力電圧、かつ最大周囲温度で、LYTSwitch-6 IC、トランス、出力 SR FET、出力コンデンサの温度が仕様制限に適合していることを検証します。LYTSwitch-6 IC の $R_{DS(ON)}$ における部品ごとのばらつきを許容する十分な温度マージンが必要です。低入力と最大負荷時は、これらのバリエーションを許容するために、LYTSwitch-6 SOURCE ピンの温度を 110 °C に制限することを推奨します。

PowiGaN デバイス (LYT6078C、LYT6079C 及び LYT6070C) 使用時の設計上の考慮事項

スイッチング周波数 (f_{sw})

LYT6078C、LYT6079C、及び LYT6070C 固有の特徴として、最大負荷時のスイッチング周波数を 25 kHz ~ 95 kHz に設定することが可能です。最低温度でのスイッチング周波数は 60 kHz 前後に設定してください。小型トランスを使用する場合は、最大負荷時のスイッチング周波数を 95 kHz に設定してください。最大負荷時のスイッチング周波数を設定する場合、平均スイッチング周波数が過負荷保護のためのオートリスタートに入る 110 kHz を超えないように、一次側インダクタンスとピーク電流の公差を考慮することが重要です。次のテーブルに、デバイスのサイズに基づいた周波数を選択するためのガイドを示します。これは、内蔵高耐圧パワースwitchのサイズに基づいたデバイス損失全体 (導通損失とスイッチング損失) に対する周波数を表しています。

PowiGaN デバイス LYT6078C	65 kHz
PowiGaN デバイス LYT6079C	65 kHz
PowiGaN デバイス LYT6070C	60 kHz

ドレイン電圧と出力の跳ね返り電圧、 V_{OR} (V)

フライバック コンバーター構成において、IC の DRAIN ピンでの一般的な電圧波形を図 21 に示します。

V_{OR} は、二次側が導通しているときの一次側巻線への跳ね返り出力電圧です。 V_{BUS} は、トランスの一時側巻線の一端に接続された DC 電圧です。

ドレインにはターンオフ時に、 $V_{BUS} + V_{OR}$ に加えて、一次側巻線の漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーによって発生する電圧スパイクが見られます。ドレインの電圧が最大連続ドレイン電圧の定格を超えないようにするために、一次側巻線にクランプ回路が必要です。一次側パワースwitchがターンオフする時、クランプダイオードのフォワードリカバリによって瞬時にスパイクが発生します。図 21 の V_{CLM} は、スパイクを含むクランプ電圧の組み合わせです。一次側パワースwitchのピーク ドレイン電圧は、 V_{BUS} 、 V_{OR} 、及び V_{CLM} の合計です。

V_{OR} 及びクランプ電圧 V_{CLM} を適切な値にして、ピーク ドレイン電圧がすべての通常の動作条件に対して 650 V を下回るようにする必要があります。これにより、入力サージなどにより入力電圧が上昇した場合でも、ピーク ドレイン電圧を 750 V 以下に維持できる十分なマージンが確保されます。これにより、長期にわたる優れた信頼性と設計マージンが確保されます。

QR 機能を十分に活用して入力/負荷にわたり効率を一定にするには、ユニバーサル入力の最小入力電圧で $K_p = 0.8$ 、高電圧入力専用条件で $K_p \geq 1$ を維持できるように出力跳ね返り電圧 (VOR) を設定します。

設計の最適化のために、次の点を考慮してください。

1. V_{OR} を大きくすると、 V_{MIN} での電力供給が増大します。その場合、入力コンデンサの値は最小になり、指定の LYT6078C、LYT6079C、及び LYT6070C デバイスからの電力供給は最大になります。
2. V_{OR} を大きくすると、出力ダイオードと SR FET の電圧ストレスが軽減されます。
3. V_{OR} を大きくすると、漏れインダクタンスが大きくなり、電源効率が低下します。
4. V_{OR} を大きくすると、二次側のピーク電流と RMS 電流が増大します。これにより、二次側の銅損及びダイオードでの損失が大きくなる場合があります。

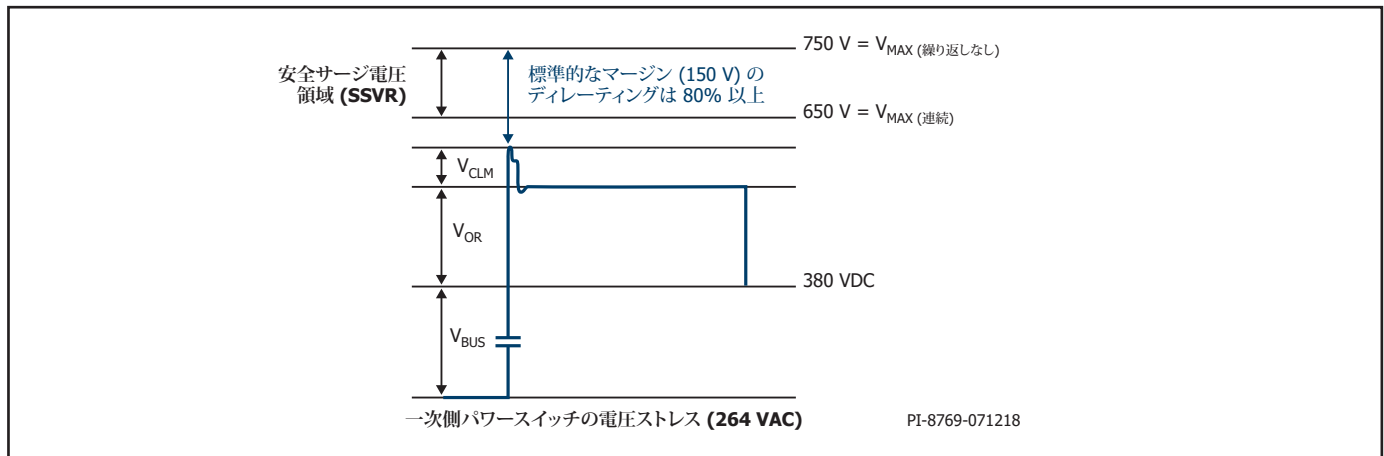


図 21. 264 VAC 入力電圧のピーク ドレイン電圧 (LYT6078C、LYT6079C、及び LYT6070C に適用)

これにはいくつかの例外があります。非常に高い出力電流では、効率を最大にするため、VOR を小さくする必要があります。15 V を超える出力電圧の場合、許容可能な出力同期整流器の PIV を維持できるように VOR を高く保持する必要があります。

熱管理に関する考慮事項

SOURCE ピンは IC リード フレームに内部で接続され、デバイスから放熱するための主要な経路を提供します。したがって、一点接地としてだけでなくヒート シンクとしても使用するには、SOURCE ピンを IC の下の銅箔部に接続する必要があります。良好な放熱を実現するためにはこの領域をできるだけ大きくする必要がありますが、静的なソースノードであり EMI 特性を損なうことはありません。同様に、出力の SR MOSFET についても放熱を高めるために SR MOSFET を接続する PCB 面積を最大にします。

IC の温度を絶対最大限度を超えることなく安全に維持するために、基板上では十分な銅箔部を確保する必要があります。最小の定格 AC 入力電圧、最大の定格負荷で動作させた場合に、IC の温度が 110 °C を超えないように、SOURCE ピンをはんだ付けする銅箔部の面積を十分に確保することを推奨します。

PowiGaN デバイス (LYT6078C、LYT6079C、及び LYT6070C) に対する熱抵抗試験条件

この試験条件は、一次側パワーデバイスのジャンクション温度一周辺温度間の熱抵抗が対象です。

この温度試験に使用した PCB を図 22 に示します。このテストボードは、2 オンス、2 層で構成されています。InSOP パッケージは上面にマウントされ、配線されています。下層には、ヒートシンク領域として 550 mm² の銅パターンが施されています。

2 層間の接続は、パッケージのマウント領域外に 5 x 17 マトリックスの 82 ビアで行われています。ビアは、直径 12 ミルで、40 ミルの間隔を空けて配置され、メッキされたスルーホールは埋められていません。

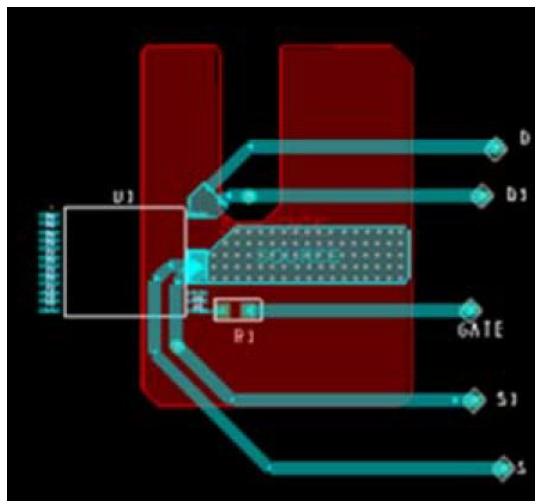


図 22. PowiGaN デバイス (LYT6078C、LYT6079C、及び LYT6070C) に対する熱抵抗試験条件

2 番目のアプリケーションの設計例

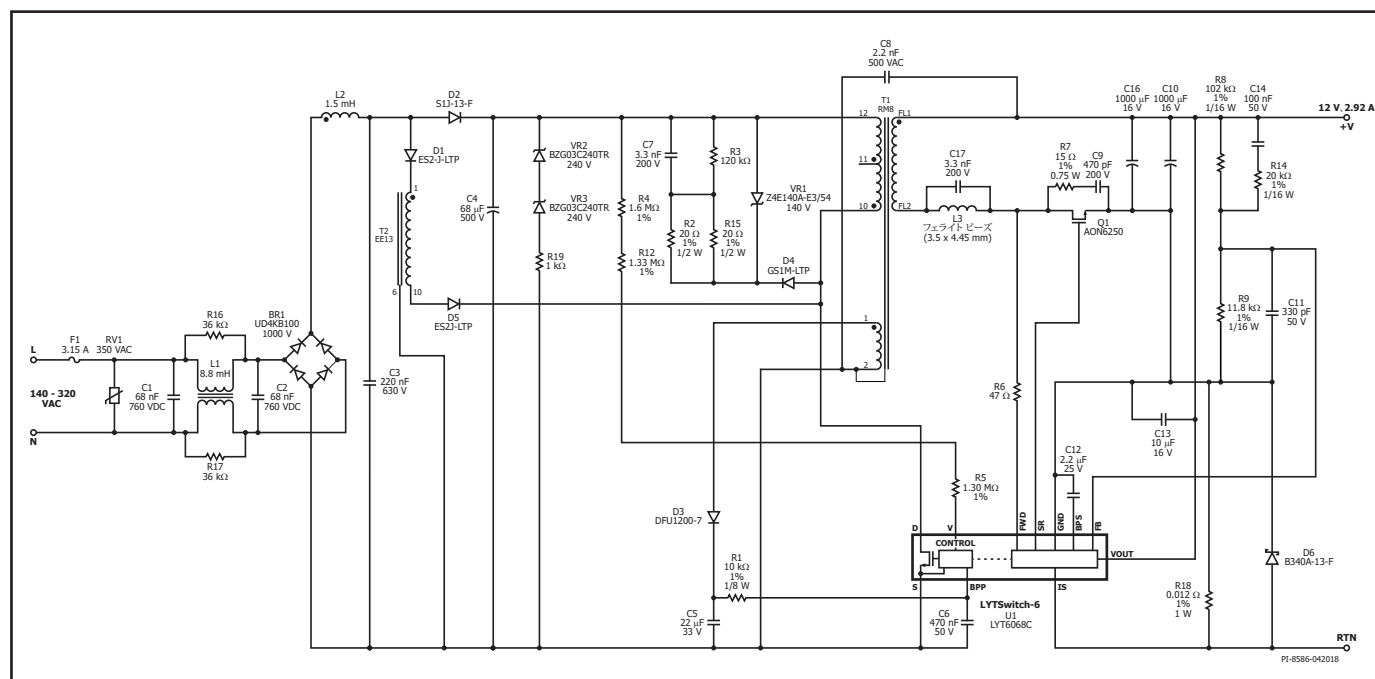


図 23. LYTSwitch-6 LYT6068C と同期整流を使用する場合のアプリケーション (DER-637, 35 W, 12 V, 2.92 A, 140 VAC ~ 320 VAC)

高効率、35 W、12 V のユニバーサル入力 LED バラスト – 同期整流を使用

図 23 に示す回路は、35 W 絶縁フライバック電源で、LED 照明的用途向けのワンコンバータ型効率改善回路を備えています。12 V の定電圧出力と正確な電圧レギュレーション、及び最大 2.92 A を出力します。この電源は、RGBW スマート照明のように、複数の LED スtring にポストレギュレータが個々に使用されるアプリケーション用です。また、一定の最大出力電流を正確なレギュレーションで出力し、12 V ~ 3 V の出力電圧範囲で入力電圧リップルに起因するリップルを生じず、単一の LED スtring アプリケーションにも最適です。この回路は高効率で、140 VAC ~ 320 VAC の入力電圧範囲で優れた入力及び負荷レギュレーションを示します。また、0.9 を超える PF、20% 以下の A-THD (230 VAC) を実現します。

入力段

ヒューズ F1 は重大な部品異常が発生した場合に入力電圧から回路を保護して、分離します。バリスタ RV1 がヒューズの後に接続されていて、電圧クランプとして機能し、入力トランジェントまたは入力サージが発生した場合に、電圧を安全なレベルに制限します。ブリッジ ダイオード BR1 は、AC 入力電圧を整流して、入力フィルタ コンデンサ C3 及び C4 で全波整流 DC 電圧を生成します。この回路には、C1、L1、C2、L2、及び C3 で構成された 2 段階の EMI フィルタが採用されています。

一次側フライバック コンバータ

バルクコンデンサ C4 は、入力リップル電圧をフィルタし、フライバック コンバータに DC 電圧を供給します。コンデンサ C4 はディファレンシャル電流もフィルタして、伝導 EMI ノイズを低減します。入力過電圧及び起動の保護を行うために、INPUT OVERVOLTAGE ピンの抵抗 (R4 及び R12) を使用してバルクコンデンサ (C4) の電圧を監視します。過電圧スレッショールド (I_{OV+}) で過電圧スレッショールドが決まり、(I_{OV+}) で入力ターンオン電圧が決まります。入力サージまたは入力トランジェントが発生した場合は、490 V_{pk} を超える入力電圧によって、入力過電圧シャットダウンがトリガされます。

トランス (T1) 一次側巻線の一端は整流コンデンサ (C4) のプラス端子に接続され、他端は LYTSwitch-6 (U1) IC の内蔵 650 V パワースイッチのドレインに接続されます。低コストの RCD 一次側クランプ D4、R2、R15、R3、及び C7 は、パワースイッチで発生する電圧スパイクを制限します。このスパイク電圧はトランスの漏れインダクタンスに蓄えられます。RCD 一次側クランプはまた、放射 EMI と伝導 EMI を低減します。ツェナー VR1 は、320 VAC、最大負荷で起動する時にドレインのスパイク電圧をクランプします。

LYTSwitch-6 IC は、最初に入力電圧が印加された時に内部の高電圧電流源により PRIMARY BYPASS ピン コンデンサ (C6) を充電することでセルフスタートします。通常動作時、一次側には、トランス T1 の補助巻線から電力が供給されます。補助巻線の出力は、ダイオード D3 によって整流され、コンデンサ C5 によってフィルタされます。抵抗 R1 は、PRIMARY BYPASS ピンに供給されている電流を制限します。PRIMARY BYPASS ピンのコンデンサ C6 の値は、標準カレント リミットを設定する 470 nF です。

効率改善ステージ

PFC コンバータはブロッキング ダイオード (D1 及び D5) と直列に接続されたインダクタ (T2) で構成されていて、LYTSwitch-6 IC の DRAIN ピンに接続されています。不連続動作モード (DCM) で動作する Switched Valley-Fill Single Stage PFC (SVF S²PFC) 技術を使用して高PFを実現します。C3 の整流電圧が C4 の DC 電圧よりも小さい場合、DCM はインダクタ T2 からのスイッチング電流によって入力電流が形成されて、疑似的な正弦波が生成され、高効率になります。

スイッチのオン時間中は、エネルギーが PFC インダクタ (T2) 及びフライバック トランス (T1) に蓄えられます。スイッチのオフ期間中は、PFC とフライバック インダクタの両方のエネルギーがフライバック トランスを経由して二次側に転送されます。

ダイオード D2 は、整流された AC 入力からコンデンサ C3 を分離します。また、バルクコンデンサ C4 を充電するための電流パスを構成します。特に、低入力電圧の場合に効率が改善されます。フリーホイーリング ダイオード D1 及び D5 は、スイッチのオフ時間中に二次側に転送する、PFC インダクタに蓄えられたエネルギーのパスを構成します。ダイオード D1 及び D5 は、スイッチのターンオフ時に PFC インダクタで誘導された共振リング電圧に耐えられるように直列に接続されます。

無負荷時または軽負荷時に (<10% の負荷)、PFC インダクタ (T2) に蓄えられたエネルギーは、二次側負荷が必要となる値よりも大きい可能性があります。PFC インダクタから過剰に供給されたエネルギーはリサイクルされ、バルクコンデンサ C4 に送られて、バルク電圧を増大させます。ツェナー抵抗クランプ (R19 と直列に接続された VR2 及び VR3) はバルクコンデンサ C4 に接続されて、電圧の上昇を安全なレベルに制限します。ツェナークランプ電圧は、バルクコンデンサ C4 の 500 V の定格未満にする必要があります。

二次側コンバータ

LYTSwitch-6 IC の二次側制御により、一定の出力電圧及び一定の出力電流が供給されます。トランスの二次側巻線出力は SR FET Q1 によって整

流され、出力コンデンサ C10 及び C16 によってフィルタされます。SR FET に RC スナバ (R7 及び C9) を追加すると、電圧ストレスが低減されます。

IC の二次側は、FORWARD ピンを介して二次側の巻線順方向電圧を使用して自己給電するか、OUTPUT VOLTAGE ピンを介して出力電圧を使用して自己給電します。LYTSwitch-6 IC (U1) の SECONDARY BYPASS ピンに接続されるコンデンサ C13 によって、内部回路がデカップリングされます。

定電圧モード動作中は、出力電圧レギュレーションは、抵抗 R8 及び R9 によって形成される電圧分圧回路を介して出力電圧を検出することにより達成されます。R9 の電圧は FEEDBACK ピンによって監視され、内部基準電圧 1.265 V と比較され、正確なレギュレーションが維持されます。バイパスコンデンサ C11 は FEEDBACK ピンと SECONDARY GROUND 間に配置され、高周波ノイズをフィルタして、フィードバック信号による干渉を防止します。

定電流動作時は、センス抵抗 R18 によって出力電流が設定されます。センス抵抗の電圧は、定電流レギュレーションを維持するために、ISENSE ピンの内部基準スレッショールド 35 mV と比較されます。電流センス抵抗 R18 と並列に接続された D6 によって、ISENSE ピン及び SECONDARY GROUND ピン間の電圧がクランプされ、出力の短絡によって引き起こされる出力コンデンサからの高電流サージから IC が保護されます。

絶対最大定格^{1,2}

DRAIN ピン電圧:	-0.3 V ~ 650 V / 725 V / 750 V ⁸
DRAIN ピンのピーク電流: LYT6063C	2.24 A ⁴
LYT6065C	3.87 A ⁴
LYT6067C	5.57 A ⁴
LYT6068C	6.24 A ⁴
LYT6073C	2.38 A ⁵
LYT6075C	4.11 A ⁵
LYT6077C	5.92 A ⁵
PowiGaN デバイス LYT6078C	6.5 A ³
PowiGaN デバイス LYT6079C	10 A ³
PowiGaN デバイス LYT6070C	14 A ³
BPP/BPS ピン電圧	-0.3 ~ 6 V
BPP/BPS 電流	100 mA
FW ピン電圧	-1.5 V ~ 150 V
FB ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
SR ピン電圧	-0.3 V ~ 6 V
V ピン電圧 (LYT606xC)	-0.3 V ~ 650 V
V ピン電圧 (LYT607xC)	-0.3 V ~ 725 V
IS ピン電圧 ⁹	-0.3 V ~ 0.3 V
VOUT ピン電圧	-0.3 V ~ 27 V
保存温度	-65 ~ 150 °C
動作ジャンクション温度 ⁶	-40 ~ 150 °C
周囲温度	-40 ~ 105 °C
リード温度 ⁷	260 °C

注:

- すべての電圧は SOURCE と SECONDARY GROUND を基準とし、 $T_A = 25\text{ °C}$ 。
- 仕様の最大定格は、一度に 1 回のみであれば製品に回復不能な損傷を与えることなく印加できます。絶対最大定格の状態を長時間続けると、製品の信頼性に悪影響を与えるおそれがあります。
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 33 を参照してください。
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 24 を参照してください。
- 最大許容電圧と電流の組み合わせについては、図 34 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。
- PowiGaN デバイス:
最大ドレイン電圧 (非繰り返しパルス).....-0.3 V ~ 750 V
最大連続ドレイン電圧-0.3 V ~ 650 V
- 500 μsec 以下の絶対最大電圧は 3 V です。

熱抵抗

熱抵抗:

(θ_{JA})	76 °C/W ¹ , 65 °C/W ²
(θ_{JC})	8 °C/W ³
PowiGaN デバイス LYT6079C 及び LYT6070C	
(θ_{JA})	50 °C/W ⁴

注:

- 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。
- ケース温度は、パッケージ上部で測定。
- 図 22 を参照してください。

パラメータ	条件	定格	単位
UL1577 に対応する定格			
一次側電流定格	ピン (16 ~ 19) からピン 24 への電流	1.5	A
一次側電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ ($T_{CASE} = 120\text{ °C}$ の条件において、ソケットに実装されたデバイス)	1.35	W
二次側電力定格	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (ソケットに実装されたデバイス)	0.125	W

パラメータ	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						
起動スイッチング周波数	f_{SW}	$T_J = 25\text{ °C}$	22	25	27	kHz
ジッター周波数	f_M	$T_J = 25\text{ °C}$, $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	0.80	1.25	1.70	kHz
最大 ON 時間	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	12.4	14.6	16.9	μs
最小一次側フィードバック ブロックアウト タイマー	t_{BLOCK}				$t_{OFF(MIN)}$	μs

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V T _J = -40 °C ~ 125 °C (特に指定がない場合)		最小	標準	最大	単位	
制御機能 (続き)								
BPP 供給電流	I _{S1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (パワースイッチ スイッチング 無し) T _J = 25 °C		LYT606xC LYT607xC	145	200	300	μA
				LYT6078C LYT6079C LYT6070C	145	266	425	
	I _{S2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (パワースイッチ 132 kHz でスイッチング) T _J = 25 °C		LYT6063C	0.32	0.43	0.61	mA
				LYT6065C	0.49	0.65	1.03	
				LYT6067C	0.77	1.03	1.38	
				LYT6068C	0.90	1.20	1.75	
				LYT6073C	0.36	0.48	0.65	
				LYT6075C	0.59	0.79	1.10	
				LYT6077C	0.90	1.20	1.73	
				LYT6078C	0.93	1.24	1.79	
	LYT6079C LYT6070C	1.46	1.95	2.81				
BPP ピン充電電流	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V、T _J = 25 °C		-1.75	-1.35	-0.88	mA	
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V、T _J = 25 °C		-5.98	-4.65	-3.32		
BPP ピン電圧	V _{BPP}			4.65	4.90	5.15	V	
BPP ピン電圧ヒステリシス	V _{BPP(H)}	T _J = 25 °C			0.39		V	
BPP シャント電圧	V _{SHUNT}	I _{BPP} = 2 mA		5.15	5.36	5.65	V	
BPP 起動リセット スレッシュ ホールド電圧	V _{BPP(RESET)}	T _J = 25 °C		2.80	3.15	3.50	V	
OV ピン入力過電圧スレッ シュホールド	I _{OV+}	T _J = 25 °C	LYT606xC LYT607xC	106	115	118	μA	
			LYT6079C LYT6070C	106	112	118		
OV ピン入力過電圧ヒステリ シス	I _{OV(H)}	T _J = 25 °C	LYT606xC LYT607xC		7		μA	
			LYT6078C LYT6079C LYT6070C		8			
UV/OV ピン入力過電圧回復 スレッシュホールド	I _{OV-}	T _J = 25 °C		100			μA	
OV ピン入力過電圧 Deglitch フィルタ	t _{OV+}	T _J = 25 °C 注 B を参照			3		μs	
UV ピン起動スレッシュホー ルド	I _{UV+}	T _J = 25 °C	LYT606xC LYT607xC	23.9	26.1	28.2	μA	
			LYT6078C LYT6079C LYT6070C	22.4	24.4	26.7		

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
入力回路保護						
VOLTAGE ピン電圧定格	V_V	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	650			V
回路保護						
標準カレントリミット (BPP) コンデンサ = 0.47 μF	I_{LIMIT}	$di/dt = 163\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT60x3C	511	550	589
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT60x5C	883	950	1017
		$di/dt = 300\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT60x7C	1348	1450	1552
		$di/dt = 375\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6068C	1534	1650	1766
		$di/dt = 375\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6078C	1581	1700	1819
		$di/dt = 425\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6079C	1767	1900	2033
		$di/dt = 525\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6070C	2139	2300	2461
ハイ カレントリミット (BPP) コンデンサ = 4.7 μF	$I_{\text{LIMIT}+1}$	$di/dt = 163\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT60x3C	591	650	709
		$di/dt = 213\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT60x5C	1046	1150	1254
		$di/dt = 300\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT60x7C	1501	1650	1799
		$di/dt = 375\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6068C	1683	1850	2017
		$di/dt = 375\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6078C	1767	1900	2033
		$di/dt = 425\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6079C	1980	2130	2279
		$di/dt = 525\text{ mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	LYT6070C	2395	2576	2756
過負荷検出周波数	f_{OVL}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	102	110	118	kHz
オートリスタートオン時間	t_{AR}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	75	82	89	ms
BYPASS ピン異常検出ス レッシュホールド電流	I_{SD}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	6.0	7.5	11.3	mA
オートリスタートトリガ スキップ時間	$t_{\text{AR(SK)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 注 A を参照		1.3		sec.
オートリスタートオフ時間	$t_{\text{AR(OFF)}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.7		2.11	sec.
ショートオートリスタートオフ 時間	$t_{\text{AR(OFF)SH}}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	0.17	0.20	0.23	sec.

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	$R_{DS(ON)}$	LYT6063C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		4.90	5.64
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		7.60	8.74
		LYT6065C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.95	2.24
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		3.02	3.47
		LYT6067C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.02	1.17
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.58	1.82
		LYT6068C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.86	0.99
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.34	1.54
		LYT6073C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		4.42	5.08
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		6.85	7.88
		LYT6075C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.95	2.24
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		3.02	3.47
		LYT6077C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.20	1.38
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.86	2.14
		LYT6078C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.52	0.68
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.78	1.02
		LYT6079C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62
		LYT6070C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39
			$T_J = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54
オフ時ドレイン漏れ電流	I_{DSS1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 80\%$ ピーク ドレイン電圧 $T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			200	μA
	I_{DSS2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 325\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			15	μA
ドレイン供給電圧			50			V
過熱シャットダウン	T_{SD}	注 A を参照		135	142	150 $^{\circ}\text{C}$
過熱シャットダウン ヒステリシス	$T_{SD(H)}$	注 A を参照			70	$^{\circ}\text{C}$

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
二次側						
FEEDBACK ピン電圧	V_{FB}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1.250	1.265	1.280	V
最大スイッチング周波数	f_{SREQ}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	118	132	145	kHz
OUTPUT VOLTAGE ピンの オートリスタート スレッシュ ホールド	$V_{VO(AR)}$			3.45		V
OUTPUT VOLTAGE ピンの オートリスタート タイマー	$t_{VOUT(AR)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		49.5		ms
無負荷時の BPS ピン電流	I_{SNL}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		325	485	μA
BPS ピン電圧	V_{BPS}		4.20	4.40	4.60	V
BPS ピン低電圧スレッシュ ホールド	$V_{BPS(UVLO)(TH)}$		3.60	3.80	4.00	V
BPS ピン低電圧ヒステリシス	$V_{BPS(UVLO)(H)}$			0.65		V
カレント リミット電圧スレ シュホールド	$I_{SV(TH)}$	外付け抵抗で設定 $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	35.17	35.90	36.62	mV
FWD ピン ブレークダウン 電圧	V_{FWD}		150			V
最小オフ時間	$t_{OFF(MIN)}$		2.48	3.38	4.37	μs
ソフトスタート周波数ランプ 時間	$t_{SS(RAMP)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	7.5	11.75	19	ms
BPS ピン ラッチコマンド停止 スレッシュホールド電流	$I_{BPS(SD)}$		5.2	8.9	12	mA
FEEDBACK ピン短絡	$V_{FB(OFF)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		112	135	mV
サーマル フォールドバック	T_{JB}			124		$^{\circ}\text{C}$
サーマル フォールドバック ヒステリシス	$T_{JB(H)}$			15		$^{\circ}\text{C}$

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
同期整流器 @ $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$						
SR ピン駆動電圧	V_{SR}		4.2	4.4	4.6	V
SR ピン電圧スレッショールド	$V_{SR(TH)}$			-2.5	0	mV
SR ピン プルアップ電流	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	125	165	195	mA
SR ピン プルダウン電流	$I_{SR(PD)}$	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	87	97	115	mA
立ち上がり時間	t_R	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ 注 B を参照	10 ~ 90%	50		ns
立ち下がり時間	t_F	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ 注 B を参照	90 ~ 10%	80		ns
出力プルアップ抵抗	R_{PU}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{ V}$ $I_{SR} = 10\text{ mA}$	7.2	8.3	12	Ω
出力プルダウン抵抗	R_{PD}	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{ V}$ $I_{SR} = 10\text{ mA}$	10.0	12.1	13.4	Ω

注:

- A. このパラメータは、特性によって規定されます。
 B. このパラメータは、設計により保証されています。
 C. 詳細については、絶対最大定格の「DRAIN ピン電圧」を参照してください。

定格 BPP ピン コンデンサ値	BPP コンデンサ値公差	
	最小	最大
0.47 μF	-60%	+100%
4.7 μF	-50%	N/A

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

標準性能曲線

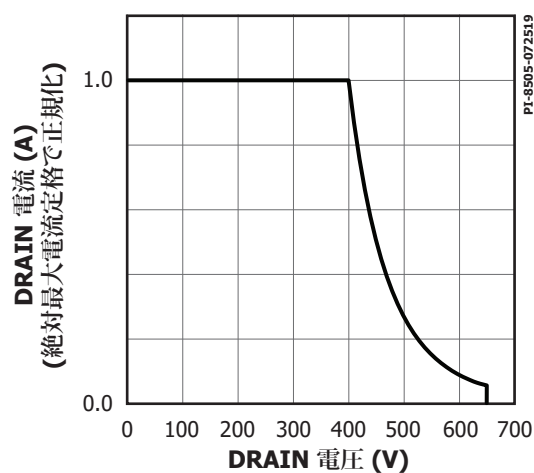


図 24. 最大許容 DRAIN 電流 - DRAIN 電圧 (LYT606xC)

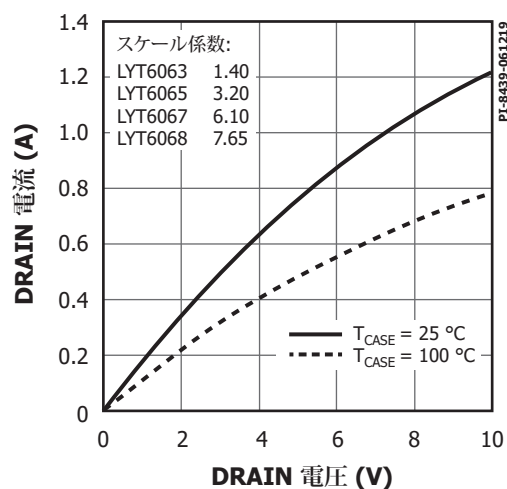


図 25. 出力特性

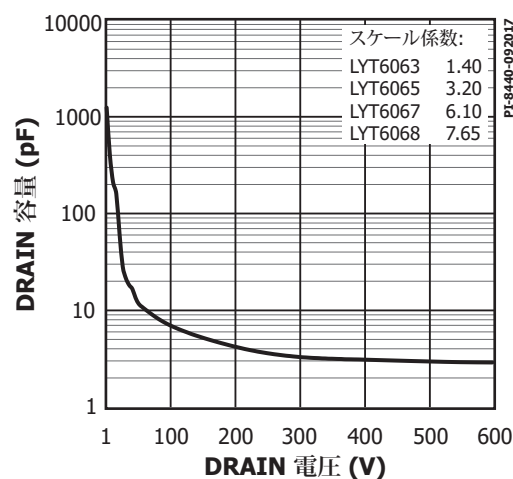


図 26. C_{oss} - DRAIN 電圧

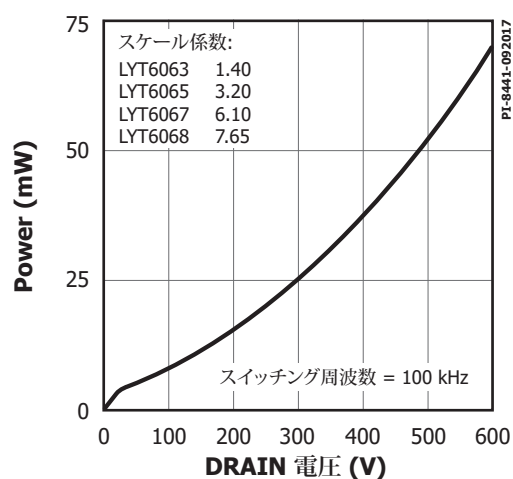


図 27. DRAIN 容量電力

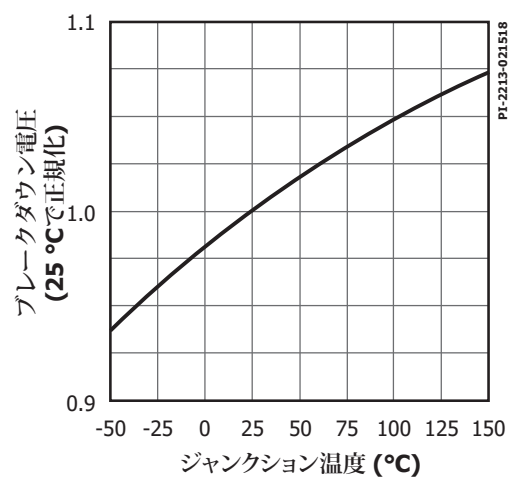


図 28. ブレイクダウン電圧 - ジャンクション温度

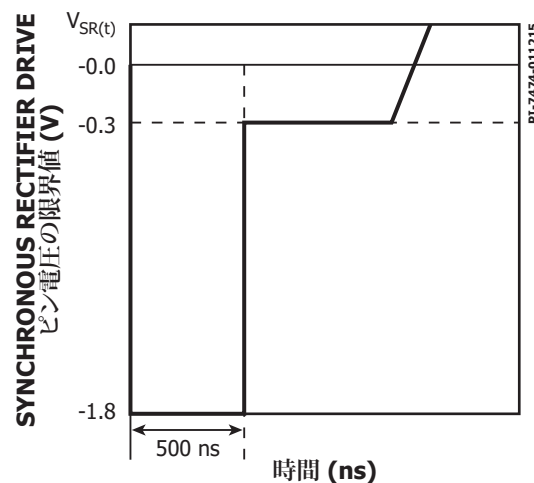


図 29. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE ピンの負の電圧

標準性能曲線

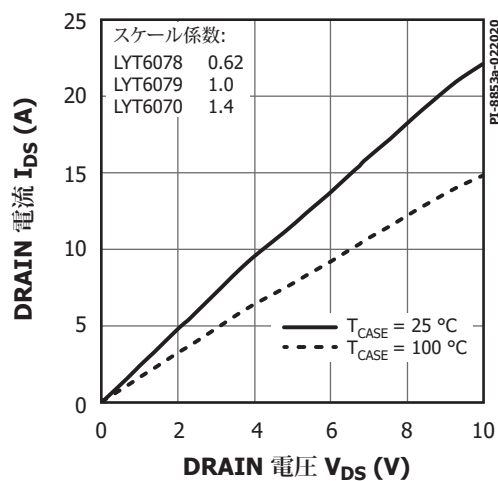


図 30. 出力特性

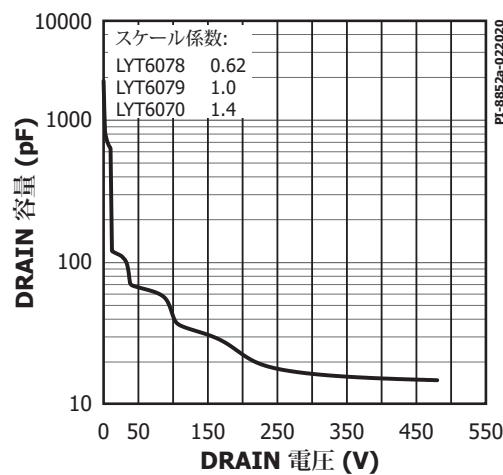


図 31. C_{oss} - DRAIN 電圧

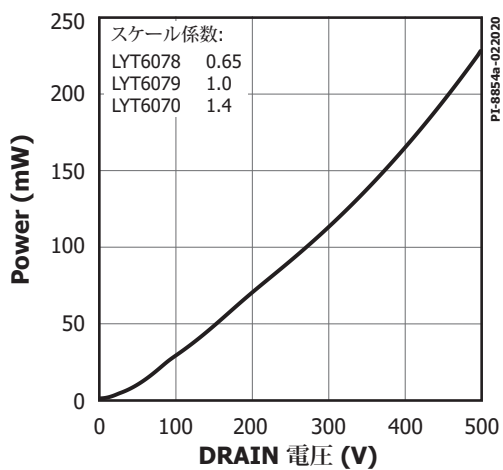


図 32. DRAIN 容量電力

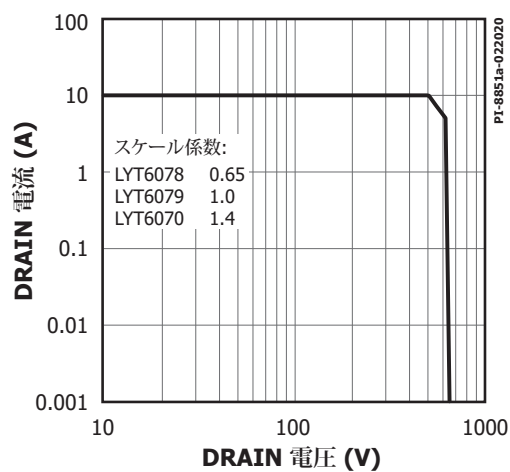
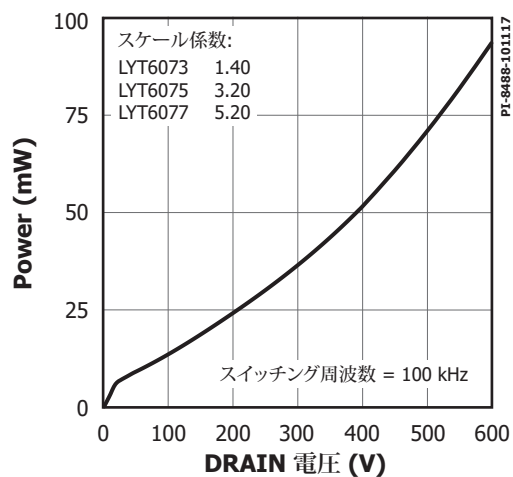
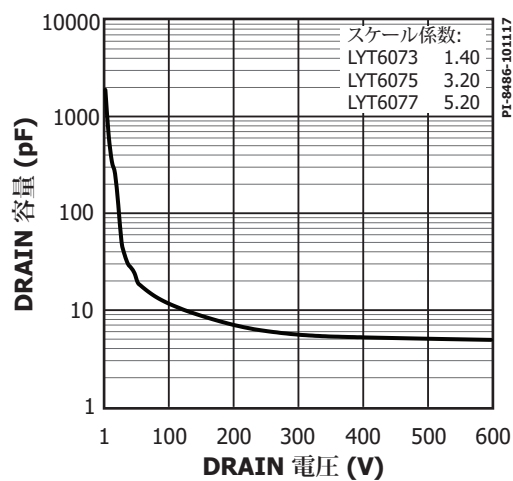
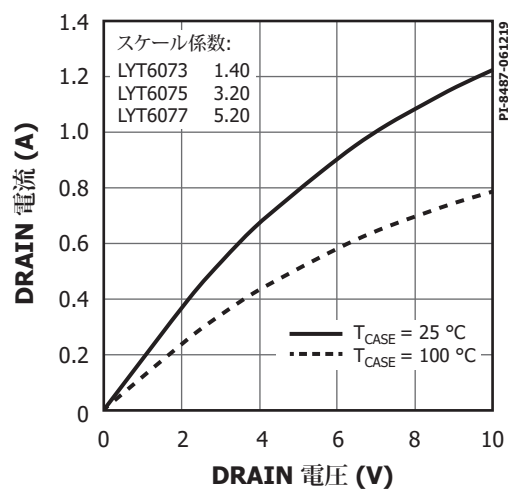
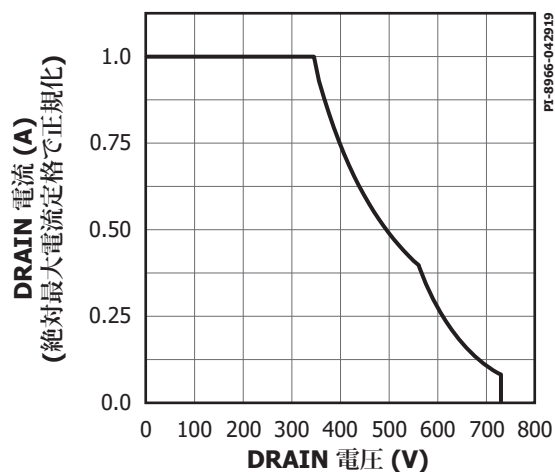
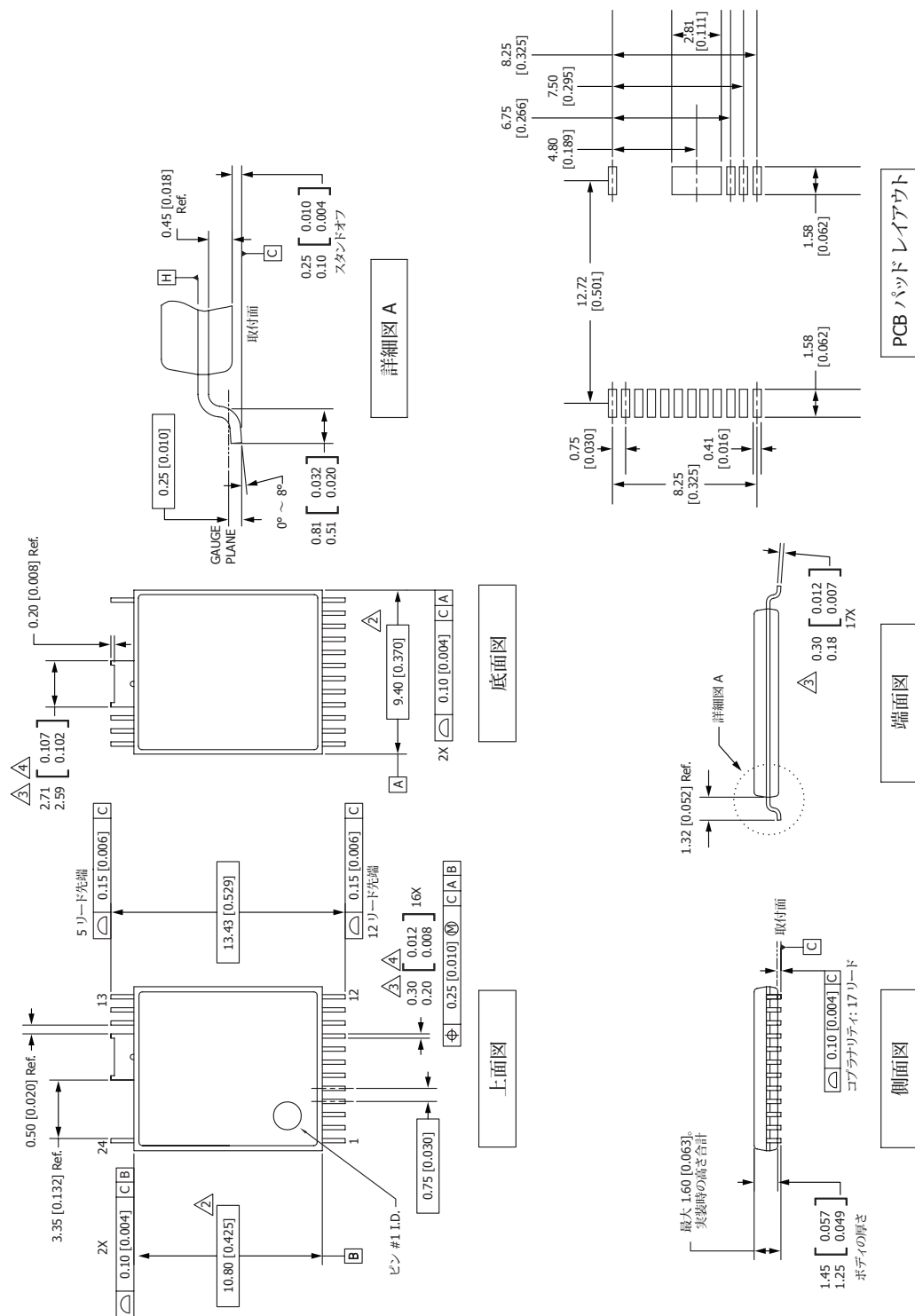


図 33. 最大許容 DRAIN 電流 - DRAIN 電圧
 (PowiGaN デバイス LYT6078、LYT6079、LYT6070)

標準性能曲線



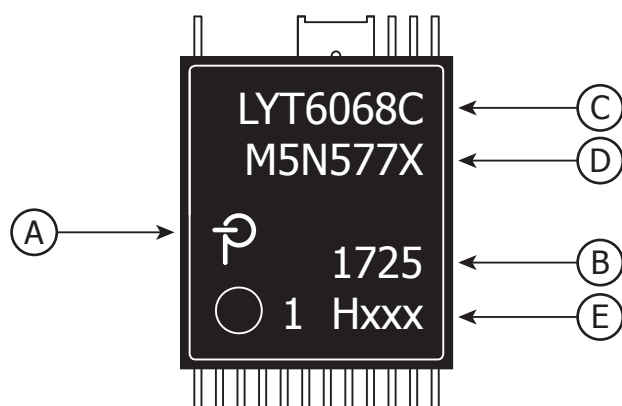
InSOP-24D



- 注:
1. 寸法と許容差は ASME Y14.5M - 1994 に準拠します。
 2. 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外周で判断しています。これには、モールドフラッシュ、タイバーバリ、ゲートのバリ、及びリード間の鍍バリは含まれませんが、プラスチック本体の上部及び下部の間のずれが含まれます。最大金型突起は、側面ごとに 0.18 [0.007] です。
 3. 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
 4. リード間の鍍バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はミリ (インチ) 表示。
 6. A、B のデータは、H のデータによって決まります。

パッケージのマーキング

InSOP-24D



- A. Power Integrations のロゴ
- B. アセンブリのデートコード (年の下 2 桁、その後に 2 桁の週表示)
- C. 製品 ID (部品番号/パッケージ タイプ)
- D. ロット ID コード
- E. テスト サブロット及び機能コード

PI-8881-112718

機能コード テーブル

機能コード	I_{LIM}	I_{LIM+1}	I_{UV+}	I_{UV-}
H125	3.1 A	3.472 A	80 μ A	70 μ A
H127	3.8 A	4.26 A	80 μ A	70 μ A
H129	3.1 A	3.472 A	24.4 μ A	10 μ A
H131	3.8 A	4.26 A	24.4 μ A	10 μ A

	共通機能コード			
部品	H125	H127	H129	H131
LYT6079C-H1XX	✓	✓	✓	✓
LYT6070C-H1XX	✓	✓	✓	✓

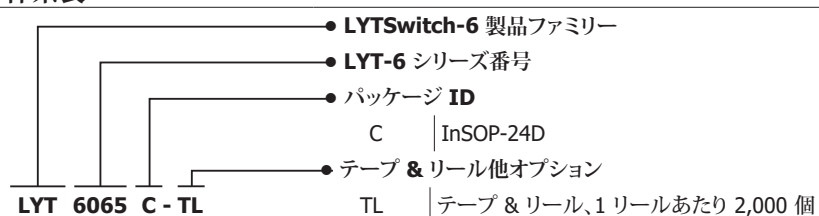
MSL テーブル

部品番号	MSL 定格
LYT60xxC	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 $> \pm 100$ mA または $> 1.5 \times V_{MAX}$
Human Body Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014	すべてのピンで $> \pm 2000$ V
Charge Device Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	すべてのピンで ± 500 V 以上

品番コード体系表



改訂	注	日付
E	コード L。「応用セクション」が追加されました。	2018 年 2 月
E	14 ページの方程式のエラーを修正しました。	2018 年 6 月
F	LYT6079C 及び LYT6070C の部品を追加しました。	2018 年 8 月
G	LYT6079C 及び LYT6070C 部品のコード A リリース。 I_{OV-} を I_{OV+} に変更し、 I_{OV+} 及び $I_{OV(H)}$ の条件、Min、Typ、及び Max パラメータの値を更新しました。また、 V_V の条件を更新しました。 I_{LIMIT} の Typ パラメータの値を更新し、 BV_{DSS} パラメータを削除しました。注 A を T_{SD} 及び $T_{SD(H)}$ の条件パラメータに追加しました。 t_{Rf} 、 t_{PR} 、 R_{PU} 及び R_{PD} の条件、Min、Typ 及び Max パラメータの値を更新しました。注 B 及び C を追加しました。3、4、6、22 ページの表現を更新し、絶対最大定格テーブルに注 6 参照を追加しました。図 23 及び 33 の、 I_{DSS1} 及び I_{DSS2} パラメータ、及び標準性能曲線を更新しました。	2019 年 8 月
H	PCN-19281 – PRIMARY BYPASS ピン コンデンサ (C_{BPP}) 及び SECONDARY BYPASS ピン コンデンサ (C_{BPS}) セクションのテキストを更新しました。パラメータ V_V 、 V_{SR} 及び $I_{BPS(SD)}$ を更新しました。	2019 年 10 月
I	機能コード及び機能コード テーブルを追加しました。	2019 年 11 月
J	コード A のリリース。LYT6078C の部品を追加しました。	2020 年 2 月
K	1 ページの安全情報を更新し、33 ページのパッケージ図面の誤字を修正。	2020 年 6 月
L	V_{FWD} のパラメータ名を更新しました。	2023 年 3 月

注

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。

1. 「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。
2. 「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。©2023, 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

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

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

ドイツ
(AC-DC/LED/モーター制御販売)
Einsteinring 24
85609 Dornach/Aschheim
Germany
電話: +49-89-5527-39100
電子メール: eurosales@power.com

ドイツ (ゲートドライバ販売)
HellwegForum 1
59469 Ense
Germany
電話: +49-2938-64-39990
電子メール:
igbt-driver.sales@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

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

日本
〒222-0033
神奈川県横浜市
港北区新横浜 1-7-9
友泉新横浜一丁目ビル
電話: +81-45-471-1021
電子メール: japansales@power.com

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

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

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